



**Vítor Manuel de Oliveira Fialho**

Mestre

## **Estudo e Otimização do Ruído de Fase em Osciladores Locais para Comunicações sem Fios**

Dissertação para obtenção do Grau de Doutor em  
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Fernando Manuel Ascenso Fortes,  
Professor Adjunto, ISEL

Co-orientadora: Maria Manuela Almeida Carvalho Vieira,  
Professora Associada, FCT/UNL

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Paulo da Costa da Fonseca Pinto

Arguentes: Prof. Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos  
Prof. Doutor Mário Pereira Véstias

Vogais: Prof. Doutor Jorge Manuel dos Santos Ribeiro Fernandes  
Prof. Doutora Maria João Ramos Marques Coelho Carrilho do Rosário  
Prof. Doutor Luís Augusto Bica Gomes de Oliveira  
Prof. Doutor Fernando Manuel Ascenso Fortes



**Janeiro de 2017**



Estudo e Otimização do Ruído de Fase em Osciladores Locais para Comunicações sem Fios

Copyright © Vítor Manuel de Oliveira Fialho, Faculdade de Ciências e Tecnologia,  
Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.



# Resumo

O objetivo desta tese de doutoramento consiste no estudo e otimização do ruído de fase em osciladores locais para comunicações sem fios. Neste trabalho, considera-se que o oscilador local é baseado num sintetizador de frequência com razão de divisão inteira. Pretende-se relacionar o impacto do ruído de fase imposto pelo oscilador local no canal rádio desmodulado, com a finalidade de o minimizar.

Enquadra-se o oscilador local, baseado num sintetizador de frequência, nos blocos de emissão e receção. Descrevem-se os efeitos não ideais de ambos os blocos no canal desmodulado. Apresentam-se as métricas que os caracterizam: EVM, SNR e BER.

O impacto que o ruído de fase impõe no sistema de comunicação é caracterizado de duas formas distintas: sintetizador isolado e canal desmodulado. A caracterização do sintetizador, baseado na topologia CP-PLL, é obtida em função da relação CPNR. O impacto do ruído de fase no canal desmodulado, com filtragem *square-root raised cosine*, é obtido em função da relação SPNR.

Os valores de CPNR e SPNR são aferidos na largura de banda do canal. Verifica-se que a diferença entre as duas relações é inferior a 0,6 dB, o que valida a correspondência entre a métrica de rádio frequência (CPNR) e banda base (SPNR).

A otimização do ruído de fase é realizada em função da topologia filtro de malha existente no sintetizador. Demonstra-se, que a alteração da frequência do zero do referido filtro, leva à modificação do comportamento espectral do ruído em torno da portadora. A otimização do ruído de fase é obtida em função da maximização do CPNR.

Propõe-se um modelo de simulação para o sintetizador de frequência, que possibilita a configuração de máscaras espectrais, e assim validar a otimização realizada em sistemas de comunicação de portadora única (banda larga) e OFDM (banda estreita).

A validação experimental deste trabalho é baseada no circuito integrado MAX2829, que permite realizar a emissão e receção nas bandas de frequência relativas à norma IEEE802.11a/b/g. Os ensaios foram realizados na banda ISM dos 2,4 GHz para transmissão de sinais codificados em 16QAM. Os resultados experimentais obtidos validam o modelo do oscilador local proposto, bem como a otimização do ruído de fase realizada.

**Palavras Chave:** Ruído de fase; sintetizador, VCO, CPNR, SPNR e EVM



# Abstract

The purpose of this doctoral thesis is to study and optimize phase noise in local oscillators for wireless communications. In this work, the local oscillator is based on Integer N frequency synthesizer. It is intended to relate the impact of phase noise imposed by the local oscillator on the demodulated channel, in order to minimize it.

The local oscillator, based on a frequency synthesizer, is framed in the emitter and receiver blocks. The radio frequency impairments imposed by both blocks on the demodulated channel are described. The following metrics are presented: EVM, SNR and BER.

The impact that the phase noise imposes on the communication system is characterized in two distinct ways: isolated synthesizer and demodulated channel. The characterization of the synthesizer, based on the CP-PLL topology, is obtained by CPNR. The impact of phase noise on the demodulated channel, with square-root raised filtering, is obtained by SPNR.

The CPNR and SPNR values are measured in the channel bandwidth. It is verified that the difference between the two relations is less than 0,6 dB, which validates the correspondence between the radio frequency (CPNR) and baseband (SPNR) metrics.

Phase noise optimization is performed on the synthesizer loop filter topology. It is shown that changing the zero frequency leads to the spectral phase noise modification around the carrier. Phase noise optimization is obtained by maximizing CPNR.

A frequency synthesizer simulation model is proposed which allows the spectral masks configuration, and thus validate the performed optimization in single carrier (wide band) and OFDM (narrow band) communication systems.

The experimental validation of this work is based on the IEEE802.11a/b/g IC MAX2829 transceiver. The tests were performed in 2,4 GHz ISM band for 16QAM encoded signals. The experimental results obtained validated the proposed local oscillator model as well as phase noise optimization.

**Key Words:** Phase noise; synthesizer, VCO, CPNR, SPNR and EVM





# Agradecimentos

O meu primeiro agradecimento é endereçado aos professores Fernando Fortes e Manuela Vieira por terem aceite orientar os meus trabalhos de doutoramento. O trabalho desenvolvido durante os últimos anos foi espelho da orientação organizada, objetiva e motivadora. O meu obrigado a ambos.

Aos meus professores, que durante todo o percurso académico realizado me proporcionaram as bases fundamentais na área da matemática e eletrónica, que se relevaram os pilares estruturantes na minha vida académica e profissional.

A todos os meus colegas do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa-ISEL que me apoiaram e incentivaram a alcançar mais uma meta. Quero deixar uma palavra de agradecimento aos meus colegas Artur Jorge Ferreira e Paulo Marques, regentes das unidades curriculares que leciono. A eles lhes devo muitas horas de trabalho dedicado a esta tese, já que nunca me foi facultada qualquer dispensa de serviço docente para a realização da mesma.

Pelo apoio financeiro na inscrição de conferências agradeço ao grupo GIAMOS do ISEL.

A nível pessoal quero expressar o meu eterno agradecimento aos meus pais que sempre me apoiaram. Uma palavra de eterna gratidão ao meu Pai que sempre me incutiu o gosto pelo engenho. Às minhas filhas Maria Leonor e Lúcia Maria, os meus dois 'sois'. Devo-lhes um pedido de desculpas por nos últimos meses não ter despendido mais tempo para elas. Por fim, um agradecimento especial à minha esposa Maria Helena, que me apoiou incondicionalmente durante toda esta travessia, mesmo nas alturas mais complicadas que ultrapassamos juntos. Obrigado Lena pela tua força de vontade, positivismo e perseverança. Graças a ti que posso dizer: Consegui!



# Índice

<b>1 Introdução.....</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento.....	1
1.2 Trabalho Desenvolvido.....	3
1.2.1 Organização da Tese.....	4
1.2.2 Contribuições Originais.....	5
<b>2 Estado da Arte.....</b>	<b>7</b>
2.1 Introdução.....	7
2.2 Estudo do Ruído de Fase em Osciladores/Sintetizadores.....	8
2.3 Estudo do Ruído de Fase em Sistemas de Comunicação Digital .....	12
2.4 Conclusões.....	17
<b>3 Sistemas Rádio para Comunicações sem Fios .....</b>	<b>21</b>
3.1 Transmissão e Recepção de Sinais Rádio.....	22
3.1.1 Cadeia de Emissão.....	23
3.1.2 Cadeia de Recepção.....	24
3.2 Técnicas de Modulação para Sinais com Conteúdo Digital.....	25
3.2.1 Modulação de Sinais com Portadora Única.....	26
3.2.2 Modulação de Sinais com Multi-Portadora – OFDM.....	28
3.3 Osciladores Locais para Síntese de Frequência.....	32
3.3.1 Descrição dos Blocos Constituintes.....	33
3.3.2 Análise em Regime Linear para Vários Filtros de Malha.....	39
3.3.3 Análise em Regime Dinâmico.....	48
3.4 Funcionamento Não-Ideal da Cadeia de Rádio Frequência.....	51
3.4.1 Modulador/Desmodulador - Oscilador Local e Misturador.....	51
3.4.2 Contaminação com ruído branco aditivo Gaussiano - AWGN.....	57
3.5 Sumário e Discussão.....	60
<b>4 Caracterização e Otimização do Ruído de Fase em Sistemas Rádio.....</b>	<b>63</b>
4.1 Análise Espectral do Ruído de Fase.....	64
4.1.1 Osciladores em Malha Aberta.....	64
4.1.2 Sintetizador de Frequência Baseado na Topologia CP-PLL.....	66
4.2 Aferição Espectral do Ruído de Fase – Sintetizador e Canal.....	69
4.2.1 Relação Sinal-Ruído de Fase do Oscilador Local - CPNR.....	70
4.2.2 Relação Sinal-Ruído de Fase no Canal Desmodulado - SPNR.....	73
4.3 Otimização do Ruído de Fase da CP-PLL em Função do Filtro de Malha.....	81
4.4 Ruído de Fase – Impacto ao Nível de Sistema .....	86
4.4.1 Portadora Única.....	86
4.4.2 Sistemas multi-portadora.....	89
4.5 Sumário e Discussão.....	93
<b>5 Resultados Experimentais.....</b>	<b>95</b>
5.1 Rádio e Bancada de Testes – Descrição e Enquadramento.....	95
5.1.1 Placa de Desenvolvimento do Circuito Integrado MAX2829.....	95

5.1.2 Descrição da Bancada de Testes .....	97
5.2 Caracterização Experimental do Sintetizador CP-PLL.....	98
5.2.1 Curva Característica do VCO.....	98
5.2.2 Ruído de Fase.....	100
5.3 Validação Experimental – Sintetizador.....	103
5.3.1 Modelo Linear do Sintetizador de Frequência.....	104
5.3.2 Modelo Dinâmico do Sintetizador de Frequência.....	105
5.4 Validação Experimental – Canal Desmodulado .....	107
5.4.1 Descrição do Sistema de Medida .....	107
5.4.2 Desempenho do Sistema de Rádio – CPNR vs EVM.....	110
5.5 Otimização do Ruído de Fase – Caracterização Experimental.....	112
<b>6 Conclusões.....</b>	<b>117</b>
6.1 Gerais.....	117
6.2 Capítulos.....	117
6.3 Trabalho Futuro.....	121

# Lista de Figuras

Figura 1.1: Conceito de comunicação bidirecional.....	2
Figura 1.2: Tipos de PLL.....	3
Figura 2.1: CP-PLL.....	9
Figura 2.2: Topologia do filtro de malha proposto no trabalho [34].....	11
Figura 2.3: Modelo proposto no trabalho [45].....	13
Figura 2.4: Recuperação de uma portadora: (a) esquema típico; (b) esquema proposto no trabalho [50].....	15
Figura 2.5: Modelo equivalente de um sistema MQAM proposto no trabalho [51].....	16
Figura 3.1: Cadeia de emissão e recepção genérica partilhando o mesmo oscilador local.....	22
Figura 3.2: (a) Cadeia de emissão; (b) Espectro do sinal transmitido e canais adjacentes.....	23
Figura 3.3: (a) Cadeia de recepção; (b) Espectro do sinal recebido e canais adjacentes.....	24
Figura 3.4: Sinais IQ: (a) QPSK, (c) 16QAM; Constelações: (b) QPSK, (d) 16QAM.....	25
Figura 3.5: Exemplo de arquitetura de emissão e recepção com portadora única.....	26
Figura 3.6: Análise do filtro raised cosine com $\alpha=0,2$ e $\alpha=0,8$ : (a) sinal analógico; (b) resposta em frequência.....	28
Figura 3.7: Arquitetura de emissão e recepção de um sistema OFDM.....	28
Figura 3.8: Estrutura de valores para cálculo da IFFT com 64 pontos.....	29
Figura 3.9: Geração de sinais baseada na IFFT: (a) afetação dos índices da IFFT; (b) sinal no tempo.....	29
Figura 3.10: Geração de sinais através da IFFT: (a) afetação dos índices da IFFT; (b) sinais no tempo.....	30
Figura 3.11: Duração de um símbolo OFDM: tempo útil e tempo de guarda.....	31
Figura 3.12: Análise da aplicação da janela temporal <i>raised cosine</i> sobre um símbolo OFDM. ....	31
Figura 3.13: Blocos constituintes de uma PLL.....	32
Figura 3.14: Blocos constituintes de um sintetizador de frequência .....	33
Figura 3.15: VCO: (a) bloco ; (b) malhas constituintes; (c) malha RLC equivalente.....	34
Figura 3.16: Divisor de frequência síncrono $N=2$ : (a) báscula D; (b) formas de onda.....	35
Figura 3.17: Divisor de frequência assíncrono $N=8$ : (a) básculas D ; (b) formas de onda.....	36
Figura 3.18: Porta XOR: (a) bloco; (b) formas de onda; (c) função de transferência.....	37
Figura 3.19: Multiplicador: (a) bloco; (b) formas de onda; (c) função de transferência .....	37
Figura 3.20: Detetor fase-frequência: (a) bloco; (b) sinais de entrada e saída.....	38
Figura 3.21: PFD e <i>charge-pump</i> : (a) Bloco; (b) Função de transferência.....	38
Figura 3.22: Modelo linear do sintetizador de frequência baseado na topologia CP-PLL. ....	40

Figura 3.23: Funções de transferência da CP-PLL em malha aberta, $A(s)$ , e fechada $S(s)$ : (a) amplitude (b) fase.....	42
Figura 3.24: Topologia de $H_1(s)$ .....	42
Figura 3.25: Função de transferência do módulo e fase de $A_1(s)$ .....	43
Figura 3.26: Topologia de $H_2(s)$ .....	43
Figura 3.27: Função de transferência do módulo e fase de $A_2(s)$ .....	44
Figura 3.28: Função de transferência da CP-PLL em malha fechada com $S_1(s)$ e $S_2(s)$ . ....	45
Figura 3.29: Módulo do ganho da CP-PLL em malha fechada para uma variação de 25% sobre $K_{VCO}$ : (a) $S_1(f)$ ; (b) $S_2(f)$ .....	46
Figura 3.30: Módulo do ganho da CP-PLL em malha fechada, para uma variação de 25% de $N$ : (a) $S_1(f)$ ; (b) $S_2(f)$ .....	47
Figura 3.31: Módulo do ganho da CP-PLL em malha fechada em função da frequência do zero do filtro de malha: (a) $S_1(s)$ ; (a) $S_2(s)$ .....	47
Figura 3.32: Resposta ao escalão da CP-PLL com filtro $H_1(s)$ para diferentes valores de $\zeta$ ...	49
Figura 3.33: Modelo do sintetizador de frequência desenvolvido em SIMULINK.....	49
Figura 3.34: Evolução da tensão de controlo do VCO para $N=122$ , 121 e 120.....	50
Figura 3.35: Representação vetorial da distorção de um símbolo.....	51
Figura 3.36: Representação de um sinal sinusoidal com variações aleatórias de fase: (a) tempo; (b) espectro de amplitude .....	52
Figura 3.37: Desmodulador IQ: oscilador local com ruído de fase.....	53
Figura 3.38: Variação de dois símbolos na constelação provocado pelo efeito do ruído de fase do oscilador local.....	54
Figura 3.39: Efeito do ruído de fase com -85 dBc/Hz para um afastamento da portadora de 100 kHz: (a) 16QAM; (b) 64QAM.....	55
Figura 3.40: Exemplos de desequilíbrio IQ do misturador: (a) amplitude; (b) fase.....	55
Figura 3.41: Exemplo de desequilíbrio de ganho: (a) 16QAM; (b) 64QAM.....	56
Figura 3.42: Exemplo do erro de quadratura: (a) 16QAM; (b) 64QAM.....	57
Figura 3.43: Ruído AWGN: (a) modelo sistémico; (b) densidade espectral de potência; (c) canal recebido afetado por ruído AWGN (espectro).....	57
Figura 3.44: Efeito do ruído AWGN com SNR=22,5 dB com oscilador ideal: (a) 16QAM; (b) 64QAM.....	59
Figura 3.45: Efeito conjunto do ruído de fase e AWGN: (a) 16QAM; (b) 64QAM.....	59
Figura 3.46: Curvas de BER para 64QAM para -85 dBc/Hz, -90 dBc/Hz, -95dB/Hz e -100dBc/Hz para um afastamento da portadora de 100kHz.....	60
Figura 4.1: Densidade espectral de potência do ruído de fase em função do afastamento à portadora.....	64
Figura 4.2: Tensão de saída do oscilador vs instante do distúrbio de corrente [13].....	65
Figura 4.3: Modelo linearizado do VCO com ruído referenciado na tensão de comando.....	66
Figura 4.4: Modelo linearizado da CP-PLL com as fontes de ruído no sinal de entrada, $\phi_i(s)$ e na tensão de controlo do VCO, $V_{cn}(s)$ .....	66
Figura 4.5: Módulo das funções de transferência $\phi_o(f)/\phi_i(f)$ .....	68

Figura 4.6: Funções de transferência para a contribuição conjunta das duas fontes de ruído referenciadas na entrada da CP-PLL ( $P_i$ ) e na tensão de comando do VCO ( $P_{vco}$ ).....	69
Figura 4.7: (a) Densidade espectral do ruído AWGN; (b) ruído filtrado; (c) portadora com ruído de fase.....	70
Figura 4.8: Modelo do oscilador local com ruído de fase.....	71
Figura 4.9: Densidade espectral do ruído de fase :(a) $LBn=20$ kHz; (b) $LBn=400$ kHz.....	73
Figura 4.10: Determinação de SPNR e respetiva aferição da largura de banda equivalente....	74
Figura 4.11: Análise espectral com $V_N^2$ constante:(a) $S_{PN}(f)$ retangular; (b) $S_{BB}(f)$ resultante....	75
Figura 4.12: Análise espectral com $V_N^2$ constante: (a) $S_{PN}(f)$ passa baixo de primeira ordem; (b) $S_{BB}(f)$ resultante. ....	76
Figura 4.13: Variação da largura de banda do ruído com $V_N^2$ constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR - caraterística passa-baixo de primeira ordem.....	76
Figura 4.14: Análise espectral com $P_{PN}$ constante:(a) $S_{PN}(f)$ retangular; (b) $S_{BB}(f)$ resultante....	77
Figura 4.15: Análise espectral com $P_{PN}$ constante: (a) $S_{PN}(f)$ passa baixo de 1ª ordem; (b) $S_{BB}(f)$ resultante.....	78
Figura 4.16: Variação da largura de banda do ruído com $P_{PN}$ constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR - caraterística passa-baixo de primeira ordem.....	78
Figura 4.17: Análise espectral de $S_{BB}(f)$ com filtragem <i>square-root raised cosine</i> : (a) $V_N^2$ constante; (b) $P_{PN}$ constante.....	79
Figura 4.18: Variação da largura de banda do ruído com $V_N^2$ constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR .....	80
Figura 4.19: Variação da largura de banda do ruído com $P_{PN}$ constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR .....	80
Figura 4.20: Margem de fase do sintetizador para diferentes valores de $C_z$ . ....	82
Figura 4.21: Módulo e fase de $A_2(f)$ com $C_z=56$ nF para diferentes valores de $R_z$ .....	82
Figura 4.22: Função de transferência $C_z=10$ nF: (a) $ \varphi_o(f)/\varphi_i(f) $ ; (b) $ \varphi_o(f)/V_{cn}(f) $ .....	83
Figura 4.23: Função de transferência para $C_z=56$ nF: (a) $ \varphi_o(f)/\varphi_i(f) $ ; (b) $ \varphi_o(f)/V_{cn}(f) $ .....	84
Figura 4.24: Integração do ruído na $LBc$ em função de $R_z$ : (a) $ \varphi_o(s)/\varphi_i(s) $ ; (b) $ \varphi_o(s)/V_{cn}(s) $ ..	85
Figura 4.25: Fator de escala de CPNR das diversas contribuições de ruído contabilizado em $LBc$ para $C_z=56$ nF.....	85
Figura 4.26: Densidade espectral de potência do canal desmodulado obtido pelo modelo de simulação com portadora única: (a) $P_{PN}$ fixo; (b) $V_N^2$ fixo.....	87
Figura 4.27: Variação de EVM com $P_{PN}$ constante: (a) Constelação e CPNR; (b) Erro.....	88
Figura 4.28: Variação de EVM com $V_N^2$ constante: (a) Constelação e CPNR; (b) Erro.....	89
Figura 4.29: Largura de banda do canal OFDM em função do número de sub-canais.....	90
Figura 4.30: $S_{OFDM}(f)$ com 16 canais para dois valores de $f_{cr}$ distintos.....	90
Figura 4.31: $S_s(f)$ do 4º sub-canal OFDM com 16 portadoras para diferentes $LBn$ .....	91
Figura 4.32: Variação de EVM ao longo do canal OFDM.....	92
Figura 4.33: EVM num canal OFDM: (a) centro da banda lateral; (b) primeiro canal.....	93
Figura 4.34: Fluxograma para a minimização do ruído de fase e simulação num sistema de comunicação digital. ....	94

Figura 5.1: Placa de circuito impresso de desenvolvimento e teste do rádio MAX2829.....	96
Figura 5.2: Enquadramento do filtro de malha no circuito MAX2829 [11][66].....	97
Figura 5.3: Enquadramento do rádio MAX2829 na bancada de testes.....	97
Figura 5.4: Fotografia da bancada de testes.....	98
Figura 5.5: VCO em função de $V_c$ : (a) frequência de oscilação; (b) $K_{VCO}$ e $P_c$ .....	99
Figura 5.6: Captura dos espectros em malha aberta e fechada do sintetizador.....	100
Figura 5.7: Caracterização experimental do ruído de fase do VCO em regime livre: (a) ruído de fase; (b) tensão de ruído.....	101
Figura 5.8: Caraterização experimental do ruído de fase do VCO.....	102
Figura 5.9: Comparação dos espectros do sinal de saída do sintetizador. ....	103
Figura 5.10: Variação do ruído de fase com $C_z=10$ nF: (a) $R_z=330 \Omega$ ; (b) $R_z=680 \Omega$ ; (c) $R_z=820 \Omega$ ; (d) $R_z=1500 \Omega$ .....	104
Figura 5.11: Espectro do sinal de saída do sintetizador para $C_z=10$ nF.....	105
Figura 5.12: Ressonância com $C_z=10$ nF: (a) espectro; (b) tensão de comando do VCO.....	106
Figura 5.13: Ressonância com $C_z=5,6$ nF: (a) espectro; (b) tensão de comando do VCO.....	106
Figura 5.14: Ligação dos equipamentos usados na caraterização experimental do sinal.....	108
Figura 5.15: (a) Constelação recebida; (b) Diferença de fase; (c) Constelação corrigida.....	109
Figura 5.16: Espectro do sinal de saída do sintetizador com ruído de fase para $C_z=10$ nF.....	110
Figura 5.17: Variação de CPNR em função de $R_z$ .....	111
Figura 5.18: Constelações 16QAM: (a) EVM= 1,65%; (b) EVM= 2,4% .....	111
Figura 5.19: Gerador de ruído e respetiva ligação ao sintetizador de frequência.....	112
Figura 5.20: Espectro do sinal de saída do sintetizador com ruído de fase para $C_z=10$ nF.....	112
Figura 5.21: Variação do ruído de fase com $C_z=56$ nF: (a) $R_z=330 \Omega$ ; (b) $R_z=680 \Omega$ ; (c) $R_z=820 \Omega$ ; (d) $R_z=1500 \Omega$ .....	113
Figura 5.22: Variação do CPNR na largura de banda de 1 MHz para $C_z=10$ nF e 56 nF.....	114
Figura 5.23: Constelações 16QAM experimental: (a) EVM=7,88%; (b) EVM=4,50%.....	115



# Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Resumo do estado da arte relativo à análise do ruído de fase em sistemas de comunicação digital.....	19
Tabela 2.2: Resumo do estado da arte relativo à análise do ruído de fase em osciladores e sintetizadores.....	20
Tabela 3.1: Gama de variação dos parâmetros do sintetizador [11].....	50
Tabela 4.1: Parâmetros em regime linear relativos ao sintetizador em malha aberta.....	83
Tabela 4.2: Comparação dos parâmetros com $P_{PN}$ constante.....	87
Tabela 4.3: Comparação dos parâmetros com $V_N^2$ constante.....	87
Tabela 5.1: Comparação dos valores de $f_n$ : calculados, medidos e simulados.....	107
Tabela 6.1: Tabela resumo de comparação com outros trabalhos.....	120



# Lista de Acrónimos

<b>ADC</b>	Analog to Digital Converter
<b>ADPLL</b>	All Digital PLL
<b>B-PSK</b>	Bipolar-PSK
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>BiCMOS</b>	Bipolar CMOS
<b>CCK</b>	Complementary Code Keying
<b>CMOS</b>	Complementary MOS
<b>CPNR</b>	Carrier to Phase Noise Ratio
<b>CP-PLL</b>	Charge-Pump Phase Lock Loop
<b>DAC</b>	Digital to Analog Converter
<b>DFT</b>	Discrete Fourier Transform
<b>DSB</b>	Double Side Band
<b>DSSS</b>	Direct-Sequence Spread Spectrum
<b>DUT</b>	Device Under Test
<b>EVM</b>	Error Vector Magnitude
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communications
<b>ICI</b>	Inter-Carrier Interference
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>ISI</b>	Intersymbol Interference
<b>ISM</b>	Industrial, Scientific and Medical
<b>LNA</b>	Low Noise Amplifier
<b>LTE</b>	Long Term Evolution
<b>MOS</b>	Metal Oxide Semiconductor
<b>MDLL</b>	Multiplying Delay-Locked Loop
<b>NRZ</b>	Non Return to Zero

<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
<b>PD</b>	Phase Detector
<b>PFD</b>	Phase Frequency Detector
<b>PLL</b>	Phase Lock Loop
<b>Q-PSK</b>	Quadrature PSK
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>RF</b>	Rádio Frequência
<b>RX</b>	Receptor
<b>SER</b>	Symbol Error Rate
<b>SLIT</b>	Sistema Linear Invariante no Tempo
<b>SNR</b>	Signal toNoise Ratio
<b>SPNR</b>	Signal to Phase Noise Ratio
<b>SRRC</b>	Square Root Raised Cosine
<b>TX</b>	Transmissor
<b>RX</b>	Recetor
<b>UHF</b>	Ultra High Frequency
<b>VCO</b>	Voltage Controlled Oscillator
<b>VHF</b>	Very High Frequency
<b>WiMAX</b>	Worldwide Interoperability for Microwave Access
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network
<b>WMAN</b>	Wireless Metropolitan Area Network

# Lista de Símbolos

$A$	Amplitude do sinal na entrada do PD/PFD
$A(s)$	Função de transferência da PLL/sintetizador em malha aberta
$a(t)$	Sinal de entrada do PD/PFD
$A_c(t)$	Amplitude da portadora
$B$	Amplitude do sinal na entrada do PD/PFD
$b(t)$	Sinal de entrada do PD/PFD
$c(t)$	Portadora
$cp_d(t)$	Tensão de saída da <i>charge-pump</i> – ramo de descarga
$cp_u(t)$	Tensão de saída da <i>charge-pump</i> – ramo de carga
$dim_{FFT}$	Dimensão do número de pontos usado na operação FFT/IFFT em OFDM
$f_{amost}$	Frequência de amostragem
$f_{DIV}$	Frequência do sinal na saída do bloco de divisão de frequência do sintetizador
$f_n$	Frequência natural do VCO
$f_o$	Frequência de saída do VCO em modo livre
$F_{OL}(s)$	Função de transferência do ruído de fase do oscilador local
$f_{REF}$	Frequência do sinal de referência do sintetizador
$f_s$	Frequência de símbolo OFDM
$f_T$	Frequência de transição do transistor
$H(s)$	Função de transferência
$h_{RC}(t)$	Resposta impulsional do filtro <i>raised-cosine</i>
$k$	Número de bit por símbolo codificado
$K_D$	Ganho do detector de fase
$K_{PFD}$	Ganho do PFD
$K_{VCO}$	Ganho do VCO
$LB_c$	Largura de banda do canal/sub-canal rádio
$LB_n$	Largura de banda do ruído de fase
$M$	Número de símbolos de uma codificação de fonte
$m_I(t)$	Sinal modulante do canal I
$m_Q(t)$	Sinal modulante do canal Q
$N$	Razão de divisão do sintetizador
$p_d(t)$	Erro de fase na saída do PD em função do tempo
$P_{err}$	Potência do erro
$P_s$	Potência do sinal ideal
$Q$	Fator de qualidade
$R_b$	Ritmo binário

$R_s$	Ritmo de símbolo
$S(f)$	Densidade espectral de potência
$s_{RF}(t)$	Sinal modulado antes da amplificação do PA
$s_{TX}(t)$	Sinal transmitido para a antena após amplificação do PA
$T_a$	Tempo de amostragem
$T_b$	Tempo de bit
$t_g$	Tempo de guarda de um símbolo OFDM
$t_u$	Tempo útil do símbolo OFDM
$V_c$	Tensão de comando do VCO
$V_{cn}$	Tensão de ruído na entrada do VCO
$V_T$	Tensão de limiar de condução de um transistor
$X_N$	Sequência de valores para aplicação da IFFT
$\alpha$	Factor de <i>roll-off</i> do filtro <i>raised-cosine</i>
$\Delta f$	Afastamento pretendido e a portadora
$\Delta f_{OFDM}$	Espaçamento entre sub-canais OFDM
$\zeta$	Factor de amortecimento
$\varphi_c$	Ruído na entrada de controlo do VCO
$\varphi_e$	Erro de fase na saída do PD
$\varphi_{err}(t)$	Erro de fase da portadora / oscilador local
$\varphi_f$	Fase do sinal na saída do filtro de malha
$\varphi_i$	Fase do sinal de entrada da PLL
$\varphi_o$	Fase do sinal de saída da PLL
$\omega_c$	Frequência de corte do filtro de malha
$\omega_n$	Frequência angular natural de um sistema de controlo de 2ª ordem
$\omega_o$	Frequência angular de saída do sintetizador em resposta à função escalão

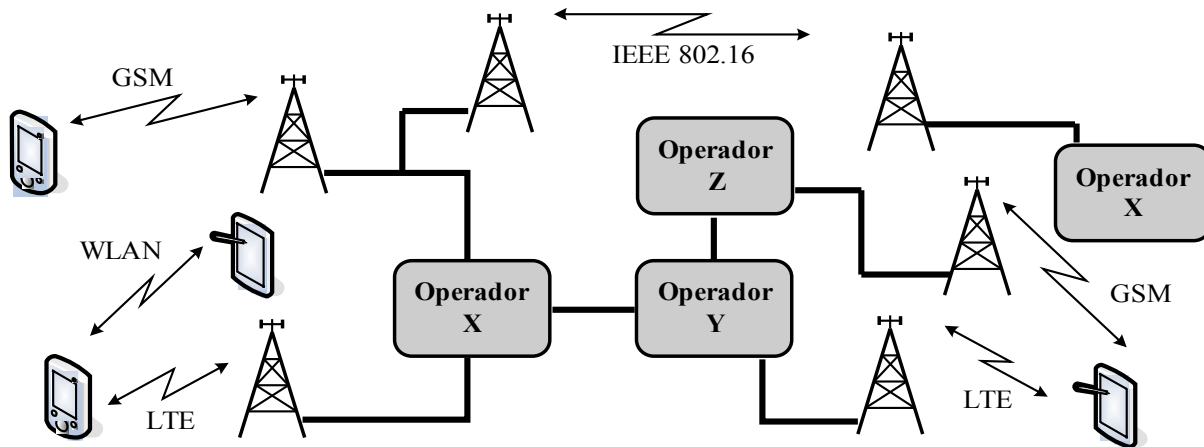
# 1 Introdução

## 1.1 Enquadramento

Atualmente, com a generalização das comunicações móveis, os utilizadores tornaram-se mais exigentes quanto à velocidade de transmissão de informação, à portabilidade e autonomia dos seus equipamentos. As referidas exigências levaram ao surgimento de normas que possibilitam não só a comunicação de voz, mas também dados e outros serviços. O acréscimo de informação tem como consequência um aumento significativo do tráfego gerado entre os equipamentos móveis e as infraestruturas responsáveis por gerir e retransmitir essa mesma informação.

O surgimento do GSM-*Global System for Mobile Communications* [1] (900 MHz e 1800 MHz), e posteriormente a tecnologia de rede de computadores sem fios, WLAN-*Wireless Local Area Network*, regulada pelas normas IEEE 802.11a [2] (banda dos 5GHz) e IEEE 802.11b/g [3][4] (2,4 GHz) levou à expansão das comunicações móveis, quer em número de utilizadores quer na área de cobertura. O desejado aumento da velocidade de transmissão levou ao surgimento de novas normas tais como: LTE-*Long Term Evolution*, e WMAN-*Wireless Metropolitan Area Network* regulada pela norma IEEE 802.16 [5] (27,5 GHz – 29,5 GHz).

As tecnologias atuais de desenho e fabrico de circuito integrado permitem a integração parcial ou total dos sistemas de rádio frequência (RF) e banda base (BB) que em conjunto implementam diversas normas. Isto possibilita que o mesmo equipamento móvel possa realizar a troca de informação através de normas distintas, conforme se representa na figura 1.1.



**Figura 1.1:** Conceito de comunicação bidirecional.

O aumento da velocidade na troca de informação obtém-se em virtude do uso de técnicas de codificação de fonte do sinal digital. Como exemplo, as normas 802.11 recorrem à modulação de sub-portadoras em quadratura designada por OFDM-*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*. Esta modulação permite a transmissão de sinais codificados em QPSK-*Quadrature Phase Shift Keying* e QAM-*Quadrature Amplitude Modulation*.

A seleção da codificação de fonte a realizar pelo processador de banda base é efetuada em função do desempenho global do sistema. Este desempenho é quantificado através da taxa de bits errados (BER-*Bit Error Rate*) para uma determinada relação sinal ruído (SNR-*Signal to Noise Ratio*).

Independentemente da codificação realizada, os sinais modulantes disponibilizados pelo processador de banda base ao bloco RF, são sinais analógicos em quadratura (IQ).

A geração do canal modulado, na frequência desejada, com a potência necessária para a correta desmodulação por parte do recetor, é realizada no bloco de RF, conforme se descreve com mais detalhe na secção 3.1.

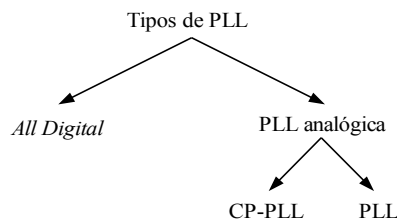
O espectro rádio está cada vez mais saturado mesmo nas bandas VHF-*Very High Frequency* e UHF-*Ultra High Frequency*, o que implica que para frequências na ordem dos GHz, a largura de banda de cada canal seja na ordem de grandeza dos MHz ou até mesmo dos kHz. Esta imposição leva a que o oscilador local seja dimensionado de forma a funcionar com grande estabilidade e precisão. A estabilidade da frequência do sinal gerado é garantida pelas arquiteturas dos sintetizadores de frequência, no entanto, a estabilidade está dependente do ruído de fase do oscilador que faz parte integrante do sintetizador, sendo este ruído o objeto de estudo neste trabalho que se passa a descrever.



## 1.2 Trabalho Desenvolvido

O trabalho desenvolvido nesta tese tem como principal objetivo relacionar o impacto do ruído de fase imposto pelo oscilador local no canal rádio desmodulado com a finalidade de o minimizar. A caracterização e minimização do ruído de fase é realizada de duas formas distintas: oscilador isolado e canal desmodulado [6].

Neste trabalho, o oscilador isolado corresponde a um sintetizador de frequência de razão de divisão inteira baseado na topologia CP-PLL-*Charge-Pump Phase-Lock Loop*, conforme se enquadra na figura 1.1. O canal desmodulado corresponde ao sinal em banda base (IQ), após o processo de conversão em frequência realizado pelo recetor. Desta forma pretende-se estabelecer uma relação entre as métricas usadas em rádio-frequência e banda base.



**Figura 1.2:** Tipos de PLL.

A validação deste trabalho é realizada para modulações de portadora única e OFDM na banda ISM-*Industrial, Scientific and Medical*, mais concretamente na gama de frequências dos 2,4GHz.

Carateriza-se o oscilador local isolado através do parâmetro CPNR-*Carrier to Phase Noise Ratio*, que quantifica o ruído de fase do oscilador numa determinada largura de banda. Para tal, recorre-se à topologia de uma CP-PLL para demonstrar o impacto dos diversos blocos constituintes desta topologia no ruído de fase gerado [7]. Este ruído é referenciado em dois pontos distintos da CP-PLL: sinal de referencia e tensão de comando do oscilador. Em função dos resultados obtidos, propõe-se o modelo de simulação simplificado, descrito por uma característica passa-baixo de primeira ordem [8][9]. Este modelo possibilita modelar o ruído de fase em torno da portadora ideal com largura de banda e potência total de ruído configurável.

O impacto do ruído de fase no canal desmodulado é obtido com base na análise espectral entre o ruído de fase e o canal desmodulado. Apresenta-se a relação entre a potência do sinal desmodulado e a potência do ruído de fase dada por SPNR-*Signal to Phase Noise Ratio*. Os resultados do cálculo numérico são obtidos para dois tipos de filtragem de canal: ideal e *raised-cosine* [10]. Compara-se o valor de CPNR com o SPNR para a filtragem de canal *raised-cosine*, obtendo-se um erro inferior a 0,6dB, dado pela diferença entre ambas as relações. Este erro permite estabelecer a relação do SPNR e CPNR com o EVM- *Error Vector Magnitude*.

A minimização do ruído de fase é realizada em função da topologia do filtro de malha existente na CP-PLL. Esta técnica permite alterar o comportamento espectral do ruído de fase na largura de banda do canal e assim minimizar o EVM [10].

A validação experimental é realizada com base no circuito MAX2829 [11], que permite efetuar a emissão e recepção nas bandas de frequências relativas às normas IEEE-802.11a/b/g [2][3][4]. A placa de desenvolvimento permite trabalhar com os sinais em RF e banda base. Para o processamento dos sinais desmodulados foi desenvolvida uma técnica de medida que permite obter os valores de CPNR e EVM [6].

### 1.2.1 Organização da Tese

Este documento está organizado em seis capítulos, contando com o atual, os quais se passam a descrever de forma sucinta.

No capítulo 2 apresenta-se um resumo do estado da arte relativo ao trabalho de investigação. É abordado o tema do ruído de fase segundo os dois métodos indicados: osciladores e sintetizadores *versus* o canal desmodulado. Apresentam-se alguns trabalhos de referência para a tese e indicam-se quais os métodos de validação de cada um. No final deste capítulo é apresentado um quadro resumo onde se dá ênfase aos métodos de validação e aos resultados obtidos.

No capítulo 3 é apresentado o estudo e enquadramento de um sistema de RF para comunicações sem fios, onde a função do oscilador local é realizada por um sintetizador de frequência baseado na topologia CP-PLL. Realiza-se uma abordagem macroscópica do sistema RF até chegar ao detalhe dos diversos blocos constituintes da CP-PLL, que é caracterizada em regime dinâmico e linear, em função do filtro de malha usado. É apresentado um resumo sobre as técnicas de formatação do sinal em banda base para posterior modulação pelo bloco de RF. Apresentam-se algumas não-idealidades relacionadas com o bloco de RF, com especial ênfase para o ruído de fase, e as respetivas métricas usadas para as quantificar, nomeadamente em termos espectrais e de banda base.

No capítulo 4 realiza-se a caracterização e minimização do ruído de fase em osciladores locais. Faz-se um breve enquadramento com os dois trabalhos mais relevantes nesta área [12][13] relativos a circuitos osciladores isolados. Descrevem-se as relações CPNR e SPNR. Para validar a relação CPNR, apresenta-se o modelo do ruído de fase proposto neste trabalho que permite a aferição espectral do ruído de fase de um oscilador não ideal. Por forma a validar teoricamente o modelo proposto, estuda-se o impacto do ruído de fase gerado no canal desmodulado. Para tal são realizados estudos referentes às técnicas de modulação com portadora única e OFDM.

O quinto e penúltimo capítulo desta tese foca-se na validação experimental dos parâmetros CPNR, SPNR e EVM obtidos em função dos componentes do filtro de malha da CP-PLL usados para a minimização do ruído de fase. São realizadas várias medidas,

que permitem corroborar os resultados teóricos obtidos. Estas são realizadas em RF, referente à caracterização do ruído de fase do oscilador controlado por tensão (VCO- *Voltage Controlled Oscillator*) e sintetizador, e em banda base com a determinação do EVM. Toda a caracterização experimental é realizada com base no rádio MAX2829[11].

O capítulo 6 destina-se a apresentar as conclusões obtidas após a realização deste trabalho. São apresentadas as conclusões gerais bem como as obtidas em cada capítulo. A finalizar apontam-se alguns tópicos para trabalho futuro.

## 1.2.2 Contribuições Originais

Conforme se apresenta no capítulo 2 existem diversos trabalhos de investigação no estudo do ruído de fase. Nestes trabalhos constata-se uma clara divisão entre o estudo dos efeitos deste ruído nas técnicas de modulação, e nos dispositivos elétricos que as implementam.

Neste trabalho pretende-se juntar estas duas áreas de investigação através da convergência das métricas existentes em prol da otimização do impacto nocivo do ruído de fase do oscilador local no canal rádio.

Perante o enquadramento apresentado surgem três tópicos fulcrais de investigação neste trabalho:

- Estimar o impacto do ruído de fase num sistema de comunicação digital com base nos parâmetros fundamentais do oscilador local e nas medidas de desempenho;
- Minimizar o ruído de fase na banda de interesse em função da alteração da topologia do filtro de malha existente na CP-PLL;
- Caracterizar o desempenho, em RF, da CP-PLL, por forma a estabelecer um modelo de simulação simples que permita estimar o impacto do ruído de fase em banda base.

Outra contribuição consiste na validação dos resultados obtidos para as duas técnicas de codificação de informação, tais como QPSK e QAM, provenientes de uma fonte digital (portadora simples e OFDM). Estabelece-se uma comparação entre ambas as técnicas e evidencia-se assim as opções a tomar na parametrização das mesmas por forma a serem mais robustas ao ruído de fase.

A realização desta tese teve como génese trabalhos na área de RF [14][15][16] sendo que os tópicos de investigação apresentados deram origem a diversos trabalhos publicados a nível internacional, os quais se apresentam em seguida.

[6] Fialho V., Fortes F., Vieira M.; "*Test Setup for Error Vector Magnitude Measurement on WLAN Transceivers*", 19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 917-920, Dec. 2012

[7] Fialho V., Fortes F., Vieira M., “*Local Oscillator Phase Noise Influence on Single Carrier and OFDM Modulations*” 4th Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, DoCEIS2013, pp. 513-520, Apr. 2013

[9] Fialho V., Azevedo F., Fortes F., Vieira M., “*OFDM Inter-Carrier Interference Due To Radio Frequency Synthesizer Phase Noise*”, Elsevier Procedia Technology Conference on Electronics, Telecommunications and Computers, vol. 17, no. 17 , pp. 608-616, Jan. 2014

[8] Fialho V., Fortes F., Vieira M., “*RF Synthesizer Loop Filter Design For Minimal OFDM Inter-Carrier Interference*” 5th Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, DoCEIS2014, pp.561-568, Apr. 2014

[10] Fialho V., Fortes F., Vieira M., “*Local Oscillator Phase Noise Model for EVM Estimation and Optimization*”, IETE Journal Of Research- Review Articles, pp. 1-8, Oct. 2016

## 2 Estado da Arte

### 2.1 Introdução

A pesquisa realizada para elaborar este capítulo tem como base os estudos efetuados no âmbito do ruído de fase em sistemas de comunicação digital e dispositivos eletrônicos em concreto, nomeadamente sintetizadores e osciladores. Apresenta-se um resumo dos artigos que mais se assemelham aos estudos propostos nos tópicos de investigação apresentados na secção 1.2.2. Reunir estes trabalhos fornece uma panorâmica geral sobre os estudos mais recentes no âmbito da quantificação, modelação e impacto do ruído de fase em sistemas rádio.

O ruído de fase tem vindo a ser alvo de estudo desde o trabalho de Leeson [12], onde foi apresentado um modelo semi-empírico que traduz o comportamento do ruído de fase de um oscilador isolado. Desde então que vários outros trabalhos se têm vindo a suceder, desenvolvendo-se novos modelos que tendem a aproximar o mais possível o comportamento real do modelo de Leeson.

Os modelos desenvolvidos atualmente têm como suporte para a sua validação sistemas baseados em normas de comunicações sem fios ou circuitos elétricos, conforme se apresenta nas secções 2.2 e 2.3, respetivamente.

Em sistemas de comunicação digital, o estudo do impacto do ruído de fase centra-se no desenvolvimento de novos algoritmos para a minimização do mesmo. Estes estudos têm por base o processamento de sinal por forma a minimizar o impacto do ruído.

Os sistemas de comunicações sem fios implementam diversas normas de comunicação, e como tal, têm que cumprir com as especificações rádio presentes nas mesmas. Deste modo é essencial, para uma correta caracterização do ruído de fase e a sua validação, ter em conta quer os parâmetros a nível de circuito quer a nível sistémico.

Com a constante alteração de tecnologias de fabrico com valores de  $f_T$  cada vez mais elevados e, aliado a este fator, a diversidade dessas mesmas tecnologias (como exemplos: CMOS-*Complementary Metal Oxide Semiconductor*, BiCMOS-*Bipolar CMOS* e SiGe-Silício-Germânio), leva a um constante estudo e atualização por parte de quem desenha circuitos elétricos. Esta evolução leva a novos modelos para prever o ruído de fase.

Nas secções seguintes apresenta-se um resumo sobre os dois grandes domínios no estudo do ruído de fase. São delineadas algumas conclusões sobre a pesquisa realizada com especial ênfase na comparação dos dois métodos em questão: oscilador isolado e impacto do ruído de fase em sistemas de comunicação digital. Apresenta-se uma breve análise dos trabalhos resumidos em 2.2 e 2.3 com o trabalho a desenvolver nesta tese.

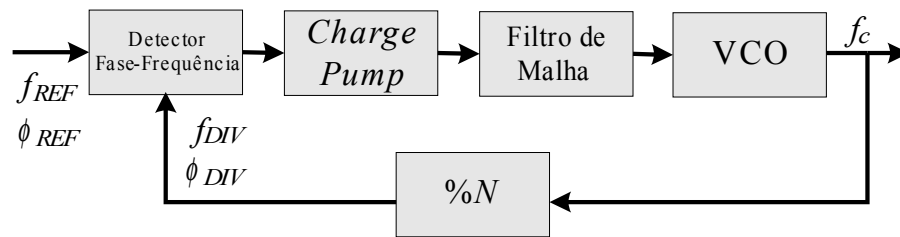
## 2.2 Estudo do Ruído de Fase em Osciladores/Sintetizadores

Nesta secção apresentam-se os trabalhos recentes no estudo e minimização do ruído de fase em dispositivos que geram as frequências necessárias para as conversões: sintetizadores e osciladores.

Nestas vertentes de investigação, efetua-se o estudo ao nível do circuito elétrico de modo a otimizar o desempenho deste na geração de sinais estáveis, com o mínimo de ruído de fase. Dos primeiros trabalhos efetuados nesta área destacam-se os apresentados por B. Razavi, inicialmente com o estudo dedicado aos osciladores [17][18] e sintetizadores [17][19][20]. Posteriormente às arquiteturas completas de sistemas vocacionados para mais do que uma norma [17][21].

Os trabalhos relativos ao estudo do ruído de fase ao nível dos dispositivos elétricos estão diretamente relacionados com a tecnologia em que estes são implementados, tais como SiGe [22], [23] e CMOS [24]. Esta caracterização não é genérica, o que pode originar modelos válidos apenas para uma determinada tecnologia. Estes estudos são uma mais valia em termos de caracterização física dos dispositivos e nos métodos de desenho de circuito integrado do que no estudo do impacto do ruído de fase ao nível sistémico.

O estudo do ruído de fase em PLL/sintetizadores é alvo de estudo de vários autores. Tendo em conta o modo de funcionamento deste dispositivo, bem como os circuitos que o constituem, torna-se necessário caracterizar cada um deles e, conseqüente, determinar métodos que minimizem o ruído de fase na cadeia. A figura 2.1 representa um sintetizador de frequência obtido a partir de uma CP-PLL.



**Figura 2.1:** CP-PLL.

Vários autores caracterizam o ruído de fase do sinal à saída de um sintetizador contabilizando o ruído associado aos vários blocos constituintes [25][26][27][28][29][30].

O trabalho [29] apresenta um método para estimar o ruído de fase num sintetizador para a banda S. Os autores baseiam-se no modelo clássico de Leeson [12] como base do estudo realizado. O modelo tem em conta as diversas fontes de ruído dos diversos blocos constituinte do sintetizador. Como validação, os autores efetuaram simulações para obter os valores do ruído de fase associado às expressões obtidas. Foi implementado um protótipo para validar experimentalmente os resultados.

O trabalho [27] descreve um modelo de comportamento em frequência de um sintetizador fracional e tem como objetivo a minimização do ruído de fase total do sintetizador através da minimização do ruído gerado pela comutação da *charge-pump*. Este modelo é otimizado para garantir o mínimo ruído de fase do sinal de saída do sintetizador. É tido em conta o ruído gerado pelo sinal de referência, VCO, filtro de malha, *charge-pump* e o modulador sigma-delta. São apresentados os resultados de todas as contribuições do ruído de fase de cada bloco constituinte, e o resultado da soma destas, para uma frequência de trabalho de 10 GHz. O ruído de fase do sinal de referência foi obtido experimentalmente, com base num cristal de 100 MHz. O ruído no *buffer* de entrada foi medido com base num sinal sinusoidal de baixa amplitude. Com o sintetizador sem estar em modo de captura, foi medido o ruído de fase do VCO.

O trabalho [27] apresenta uma mais valia face aos trabalhos [25] e [28], já que para além de apresentar um estudo do ruído de fase em função dos diversos blocos, é efetuada uma caracterização do ruído da *charge-pump* em função dos dispositivos que a constituem. No entanto, não é efetuada qualquer referência ao desempenho desta solução para uma determinada norma, nem tem em conta nenhuma grandeza relativa ao sistema.

O trabalho [31] apresenta um estudo aprofundado sobre a análise espectral do ruído de fase em osciladores baseados em malhas de ressonância LC implementados em tecnologia bipolar. O estudo realizado, à semelhança de estudos anteriores [13], [18], o oscilador é considerado um sistema variante no tempo. Os autores contabilizam como fontes de ruído todos os elementos constituintes de um oscilador: circuito de sintonia LC, par diferencial cruzado e fonte de corrente. Como validação para o modelo sugerido, os autores implementam um oscilador para as normas 802.11a, HiperLAN2 e 80216.a, cuja frequência central de funcionamento os 5GHz.

Embora seja efetuada uma caracterização exaustiva do oscilador em questão bem como a sua caracterização experimental, não é contabilizado o seu comportamento num sintetizador, o que seria uma mais valia, já que não é comum o recurso de um VCO isolado.

O trabalho [32] apresenta um método para estimar o ruído de fase num sintetizador de frequência com malha de divisão fracional. O método é baseado num processo de amostragem da tensão de ruído. O modelo de simulação desenvolvido tem em conta o ruído térmico e  $1/f$  do VCO incorporado no sintetizador. Os valores de ruído associados aos transístores para posterior contabilização na simulação são extraídos individualmente. São apresentados as várias contribuições do ruído associadas aos vários blocos constituintes do sintetizador. Os autores dão especial importância ao modelo desenvolvido do VCO, onde apresentam uma expressão que relaciona a densidade espectral de potência da fase do sinal de saída, em função da densidade espectral de potência da tensão de comando aplicada a este, conforme se apresenta na expressão,

$$S(f) = \frac{K_{VCO}^2}{f^2} S_{Vc^2(f)} \quad (2.1)$$

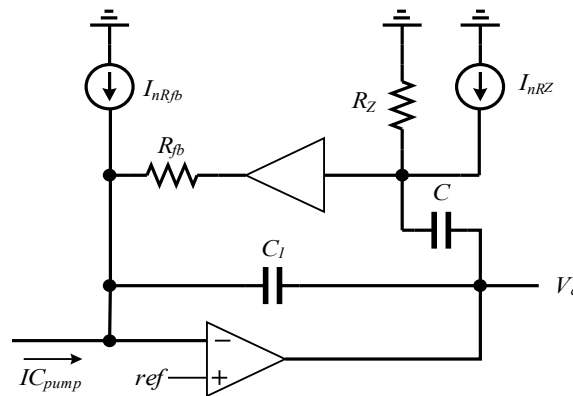
onde  $K_{VCO}$  corresponde ao ganho do VCO  $S_{Vc}$  corresponde à densidade espectral de potência da tensão de comando. O método de simulação apresentado é baseado na extração dos parâmetros dos transístores, embora não seja referida a tecnologia de fabrico utilizada. Esta extração permite obter os valores de ruído associados a esses dispositivos. Após a extração é efetuada a simulação em *Verilog-A* de modo a obter tensão de comando de modo a estimar o ruído de fase baseado no método descrito anteriormente.

O trabalho [33] apresenta um estudo sobre o ruído de fase baseado numa PLL, onde é tido em conta o ruído sub-amostrado devido ao bloco divisor. O método de validação é baseado totalmente na simulação (*Spectre*) do circuito apresentado. À semelhança de outros trabalhos descritos anteriormente, não é efetuada qualquer referência a normas ou a medidas de desempenho.

Tendo em conta a ordem de grandeza da frequência do sinal de referência e a frequência do sinal de saída, os valores dos componentes (nomeadamente os condensadores) utilizados são demasiado elevados, o que impossibilita a sua integração. Assim sendo, o filtro de malha é externo ao circuito integrado, o que dá uma margem no dimensionamento do mesmo. Assim, há uma maior flexibilidade para alterar parâmetros associados a sintetizadores, tais como: tipo de filtro (ativo ou passivo) e a sua topologia, bem como a ordem do mesmo. Isto permite alterar a banda de captura e manutenção do sintetizador e, simultaneamente, estudar o efeito deste no ruído de fase total do sintetizador.



O trabalho [34] apresenta o estudo de um filtro de malha ativo no desempenho global de um sintetizador. Os autores apresentam duas topologias e as respectivas funções de transferência de cada filtro proposto. Uma das topologias propostas encontra-se na figura 2.2. Para ambas a topologias, os autores apresentam o estudo do ruído, onde comparam as expressões do filtro típico com a dos filtros propostos. O ajuste da largura de banda do filtro é efetuado com a variação da corrente de polarização do amplificador operacional, e consequentemente do valor de  $G_m$ . A validação dos resultados obtidos por simulação são confirmados com base num protótipo, em tecnologia CMOS de 65nm. Na caracterização experimental foram testados dois circuitos: uma PLL com um filtro de malha proposto e outra PLL com um filtro de malha passivo.



**Figura 2.2:** Topologia do filtro de malha proposto no trabalho [34].

O trabalho [35], à semelhança do trabalho [34], apresenta uma topologia de um filtro de malha ativo, mas de quarta ordem. Os autores defendem que filtros de ordem mais elevada permitem que a largura de banda da PLL seja maior do que com filtros de menor ordem. São apresentados resultados das simulações efectuadas quer do filtro proposto quer dos restantes componentes de um sintetizador.

Para validação dos resultados são usados circuitos integrados comerciais (ADF4113) para testar o desempenho do filtro de malha. Para a topologia apresentada conseguem uma largura de banda de 300 MHz. O ruído de fase é de -80dBc/Hz para um afastamento da portadora de 1kHz.

O trabalho [36] apresenta uma solução para um filtro de malha baseado em condensadores comutados de baixo consumo. Este filtro faz parte de uma PLL para a banda dos 2,4 GHz com sinal de referência de 10 MHz. A validação do estudo efetuado é obtida através de simulação, baseada na tecnologia CMOS 0.18um. O baixo consumo do referido filtro de malha é obtido através do funcionamento dos transístores no limiar da tensão de condução,  $V_b$ , tanto para os NMOS como para os PMOS.

A análise do ruído é efetuada de uma forma qualitativa. É apenas referido o efeito do ruído  $1/f$  e ruído térmico, embora não seja feita qualquer análise quantitativa dos mesmos.

O trabalho [37] apresenta uma topologia para uma PLL totalmente digital, designada na bibliografia por *All Digital PLL* – (ADPLL). Neste trabalho destaca-se o filtro de malha totalmente digital. Foi testado um protótipo em tecnologia CMOS 90nm com alimentação de 1V e consumo total de 7.1mW. Para a frequência de oscilação de 9,92GHz, o ruído de fase é de 100dBc/Hz para um afastamento de 1MHz.

O trabalho [38] demonstra haver uma relação direta entre o desempenho do sintetizador, (velocidade de aquisição, ruído de fase e espúrias) e os parâmetros do filtro de malha (largura de banda, margem de fase atenuação).

O trabalho [39] apresenta um estudo sobre o ruído de fase numa CP-PLL com um filtro de malha passivo. São apresentados os resultados de simulação do ruído na saída do dispositivo referenciado à entrada de cada bloco constituinte. Apresenta o impacto do ruído de fase no débito binário e em função do número de sub-portadoras OFDM.

O trabalho [40] apresenta a caracterização experimental de uma PLL digital (DLL-*Delay Locked Loop*). Embora não seja indicado o tipo de filtro de malha usado, são mencionados o ruído de fase para diferentes gamas de funcionamento.

O trabalho [41] apresenta a caracterização experimental de uma PLL para aplicação IEEE802.11a. O filtro de malha usado é passivo de terceira ordem.

## 2.3 Estudo do Ruído de Fase em Sistemas de Comunicação Digital

Nesta secção apresentam-se os trabalhos mais recentes sobre o efeito do ruído de fase em sistemas de comunicação digital. A abordagem efetuada no âmbito de sistemas apresenta outra perspetiva da análise do ruído de fase, isto é, a análise apresentada nestes trabalhos é baseada unicamente em processamento de sinal. Isto é importante para compreender o sistema na globalidade com base em valores de EVM, SNR e SER.

O impacto do ruído de fase em sistemas onde são implementadas modulações *M*-QAM é altamente prejudicial, já que a correta deteção do símbolo depende do valor da amplitude e da fase deste.

Há autores que focam o estudo em modelos genéricos de sistemas de comunicação baseados em modulações digitais. Com base nestes estudos são apresentados os diversos fatores a ter em conta numa comunicação digital, nomeadamente desequilíbrios quer de amplitude e fase, bem como o ruído aditivo associado ao canal de transmissão. Os autores recorrem às medidas de desempenho tais como: EVM, BER e SNR, para caracterizar os modelos e métodos de redução do ruído e validarem os resultados obtidos com os valores teóricos.

Da pesquisa efetuada, constata-se que atualmente há interesse no estudo do ruído de fase em sistemas que utilizam OFDM como processo de modulação da informação,

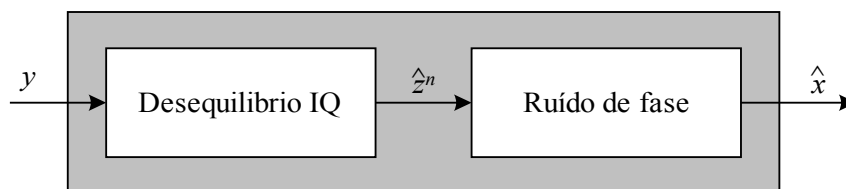
conforme se verifica nos trabalhos [42][43][44][45][46][47].

O trabalho [43] apresenta um algoritmo para compensação do ruído de fase em sistemas que implementam modulação OFDM. Este algoritmo consiste em dividir os símbolos que constituem a modulação OFDM recebidos em vários sub-blocos distintos e estimar o erro de fase associado a cada sub-bloco. O método utilizado no algoritmo baseia-se na estimação do tempo médio do ruído de fase, isto é, do *jitter*. Os autores defendem que a maioria das operações implementadas no referido algoritmo são baseadas em operações computacionais simples tais como a DFT, o que facilita o processamento deste, ao contrário de outros trabalhos que se baseiam em operações matriciais complexas cujo tempo de processamento é demasiado elevado.

O trabalho [44] apresenta um método iterativo para estimar o ruído de fase em sistemas OFDM com base no uso de símbolos piloto para estimar o ruído de fase e posterior compensação.

Os trabalhos [42], [43] e [44] abordam o tema do ruído de fase baseando-se em métodos de processamento de sinal, no entanto não é efetuada qualquer referência a dispositivos que implementem o modulador nem é efetuada qualquer referência a medidas de desempenho nem a uma norma em concreto.

O trabalho [45] apresenta uma descrição dos efeitos do desequilíbrio entre as componentes em fase e quadratura do oscilador, bem como o impacto do ruído de fase num sistema OFDM. Os autores apresentam dois algoritmos distintos: um algoritmo para compensar os efeitos do canal de transmissão, e outro algoritmo para estimar os efeitos não ideais quer do desequilíbrio na modulação IQ, quer do ruído de fase sobre os símbolos OFDM. Para o ruído do canal de transmissão, o algoritmo implementado tem por base estimar o ruído que esse canal provoca sobre os símbolos OFDM, com base num processo de treino para a estimação da resposta do canal. Relativamente ao algoritmo para estimar o símbolo OFDM na receção ( $\hat{x}$ ) é baseado em duas etapas distintas: compensação do desequilíbrio IQ ( $y$ ) e compensação do ruído de fase ( $\hat{z}^n$ ), conforme apresentado na figura 2.3.



**Figura 2.3:** Modelo proposto no trabalho [45].

As simulações efetuadas para validar o sistema têm base um canal de 20MHz e uma constelação base de 16-QAM. A modulação OFDM resultante contém 64 símbolos e um prefixo de 16 símbolos, conforme indicado na norma IEEE 802.11a.

O trabalho [45] apresenta uma mais valia face aos trabalhos [43] e [44], já que

apresenta um cenário em MATLAB que permite validar os resultados teóricos obtidos e compara-los com a norma IEEE 802.11a.

O trabalho [46] foca o estudo no EVM como medida de desempenho em sistemas *Worldwide Interoperability for Microwave Access* - (WiMAX) e LTE. São estudadas modulações OFDM com base em modulações 4, 16 e 64QAM. Neste trabalho faz-se uma breve correspondência entre o espectro e o valor de EVM obtido por simulação. O método de validação é baseado nas normas referidas e foram obtidas com base em simulação em MATLAB. Para posterior validação, os autores referem a necessidade de confrontar os resultados obtidos por simulação com valores reais.

O trabalho [47] apresenta um estudo comparativo entre sistemas que usam como gerador de frequências uma PLL e um oscilador em regime livre para sistemas OFDM. O método de validação deste trabalho é efetuado em MATLAB com base em simulações Monte-Carlo e tem como referência a norma IEEE 802.11a.

São comparados cinco cenários diferentes de simulação, em função do cenário de referência (sistema na ausência do ruído de fase), tendo por base os mesmos símbolos OFDM. Os autores concluem que o uso dos algoritmos propostos têm uma maior eficácia em sistemas que usam PLL, como geradores de frequência da portadora do que sistemas que usam apenas osciladores em malha aberta. Esta eficácia baseia-se na utilização de sinais de baixa frequência na cadeia da PLL bem como na latência associada ao filtro de malha, o leva a que os algoritmos propostos sejam adequados a esta topologia.

Embora os autores façam referência a uma topologia de um sintetizador genérico, recorrem ao trabalho [25] para obter os parâmetros do ruído associado a este dispositivo. Todo o estudo tem como base a modulação OFDM e não estabelece qualquer relação com figuras de mérito quer a nível sistémico quer a nível de circuito.

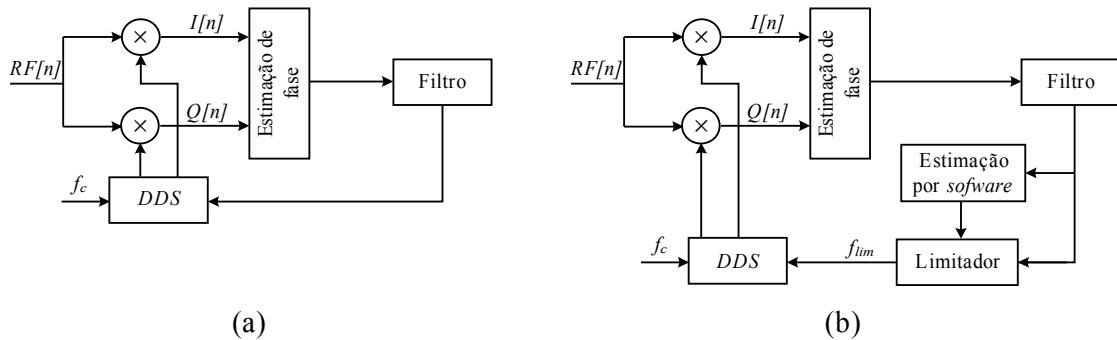
O trabalho [48] relaciona a influência do ruído de fase em modulação QPSK e QAM nos dispositivos CMOS. Os autores estabelecem uma relação entre algumas medidas de desempenho, tais como SER e SNR, e o desempenho dos MOSFET na presença de ruído. O método de validação deste trabalho é baseado totalmente em simulação. Embora haja uma aproximação entre variáveis de desempenho e variáveis ao nível elétrico, não é apresentada nenhuma relação direta entre ambas.

O trabalho [49] apresenta uma solução para minimizar o efeito do ruído de fase na recuperação de sinais modulados em QAM. O estudo efetuado é baseado no sinal à saída do detetor coerente (desmodulador de banda lateral dupla DSB-*Double Side Band*), e como tal, este processamento está associado ao processador de banda base e não ao canal rádio. O método de validação é efetuado através de simulação em MATLAB para as constelações 16QAM, 64QAM e 256QAM.

Embora este trabalho seja vocacionado para sinais transmitidos via fibra ótica, os autores sugerem algumas considerações a ter em conta numa possível implementação

prática. No entanto, e à semelhança de outros trabalhos vocacionados para uma análise sistémica, as propostas efetuadas têm em conta processamento de sinal associado, ainda no andar de frequência intermédia.

No trabalho [50], à semelhança do [49], é realizado um estudo para a otimização da recuperação da portadora o mais imune ao ruído de fase possível. Para tal os autores comparam o esquema típico para recuperação da portadora com o esquema proposto neste trabalho, cujos esquemas estão representados na figura 2.4 (a) e (b), respetivamente.



**Figura 2.4:** Recuperação de uma portadora: (a) esquema típico; (b) esquema proposto no trabalho [50].

O limitador representado na figura 2.4 (b) permite diminuir a gama dinâmica do filtro por forma a que o bloco *DDS* necessite apenas de um limite de variação de frequências menor do que o esquema proposto na figura 2.4 (a).

O limite de variação é obtido à custa do bloco “Estimação por *software*” que calcula o valor médio da saída do filtro, para um elevado número de símbolos. A quantidade de símbolos usados depende diretamente do afastamento à portadora.

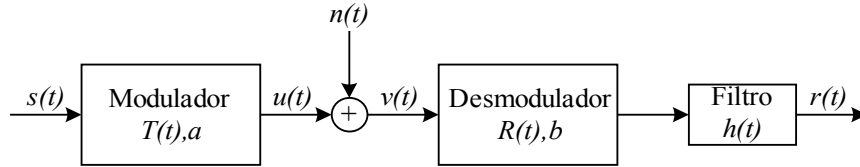
Como se verifica, esta implementação é vocacionada para *software radio*, ao contrário do que se pretende explorar no trabalho associado a esta tese. Uma mais valia neste trabalho seria o estudo do ruído de fase no recetor, isto é no sinal de referência dos desmoduladores. No entanto, esta possibilidade não é tida em conta, sendo apenas considerado o ruído de fase proveniente do sinal na receção. O método de validação é efetuado em Simulink (MATLAB).

O trabalho [51] apresenta um modelo matemático para análise dos efeitos das imperfeições do oscilador local quer na amplitude quer na fase. Apresenta a resposta de um sistema genérico QAM às imperfeições do oscilador local.

São estudados os efeitos de não linearidade dos vários blocos constituintes de um modelo genérico para o emissor e receptor, bem como o impacto do ruído de fase no oscilador local. O emissor é composto pelo codificador QAM, o modulador em quadratura, amplificador de potência e a antena. O recetor é composto pela antena, o LNA, desmodulador em quadratura, filtro passa baixo e o decodificador QAM.

Neste modelo tem-se em conta os efeitos não ideais de um oscilador em

quadratura, tais como o desequilíbrio na amplitude nas componentes em quadratura e o ruído de fase. Têm-se em conta os efeitos de ruído e não linearidades dos restantes blocos, nomeadamente do amplificador de potência e amplificador de baixo ruído. O modelo usado pelo autor para descrever estes efeitos está representado na figura 2.5, onde o canal rádio é descrito através do modelo de ruído aditivo branco Gaussiano.



**Figura 2.5:** Modelo equivalente de um sistema MQAM proposto no trabalho [51].

O sinal  $s(t)$  representa o sinal à saída do codificador M-QAM. As imperfeições deste codificador são descritas pela matriz  $a$  que representa a componente contínua do codificador. O modulador em quadratura é representado pela matriz  $T(t)$  dada pela expressão

$$T(t) = 2[k \cos(\omega t), \sin(\omega t + \phi)] , \quad (2.2)$$

onde  $\omega$  representa a frequência angular,  $k$  as imperfeições de amplitude e  $\phi$  representa a imperfeição de fase, cujo valor de desvio é muito menor que  $\pi/2$ . Assim, o sinal na saída do emissor é descrito pela expressão

$$u(t) = T(t)[s(t) + a] . \quad (2.3)$$

Conforme referido anteriormente, o modelo do canal rádio é representado através do ruído branco aditivo Gaussiano, cuja densidade espectral de potência é dada por  $N_0$ . Deste modo, o sinal presente na entrada do desmodulador,  $v(t)$ , é composto pela soma de  $u(t)$  e  $n(t)$ .

À semelhança da expressão 2.2, que descreve o modelo matemático do modulador, o desmodulador é descrito pela expressão  $R(t)$  dada por

$$R(t) = [l \cos(\omega t + \alpha), \sin(\omega t + \alpha + \lambda)]^T , \quad (2.4)$$

onde  $\alpha$  representa a diferença de fase entre o oscilador do emissor e o do recetor, que representa o erro de sincronismo entre as portadoras. As variáveis  $l$  e  $\lambda$  representam as imperfeições de amplitude e fase respetivamente.

O sinal resultante da filtragem do filtro passa-baixo é dado por  $r(t)$ . Este sinal será aplicado ao decodificador QAM e é com base no resultado desta descodificação que os autores apresentam as expressões matemáticas que permitem modelar o EVM e o SER tendo em conta as imperfeições de amplitude e fase.

O método de validação do trabalho [51] consiste na implementação dos cálculos matriciais em MATLAB onde foram desenvolvidas simulações Monte-Carlo por forma a efetuar as comparações entre as expressões obtidas e os resultados das simulações com os

valores teóricos. As simulações efetuadas têm como base as modulações QPSK, 16QAM e 64QAM, onde são efetuadas diversas alterações aos parâmetros de controlo de não idealidade. No entanto, os autores não contabilizaram os efeitos de não linearidade quer do amplificador de potência bem como os efeitos de desvanecimento associados ao canal de transmissão.

O estudo apresentado é, dos trabalhos pesquisados, o que contabiliza, de uma forma quantitativa, uma relação entre os efeitos não ideais a nível elétrico e a sua correspondência a nível sistémico. Os autores têm em conta as não idealidades quer em termos de desequilíbrio das componentes  $IQ$  bem como do ruído de fase associado ao oscilador local. No entanto, e à semelhança do apresentado em [47], não é efetuada qualquer correspondência entre as médias de desempenho e parâmetros relativos aos circuitos elétricos.

## 2.4 Conclusões

Após a pesquisa realizada verifica-se que o estudo do impacto do ruído de fase encontra-se disperso em torno de duas áreas: nível sistémico (variáveis de desempenho) e estudo ao nível elétrico (circuitos e dispositivos constituintes).

No primeiro caso, dos artigos reunidos, verifica-se a tendência para a caracterização do ruído para uma modulação específica e para uma determinada norma. A modulação OFDM é a mais usada como base para as simulações do impacto causado pelo ruído, já que é a modulação mais sensível e, simultaneamente, a que é comum a várias normas de comunicação sem fios.

A análise efetuada mostra que nestes trabalhos se dá maior ênfase ao processamento de sinais associado ao OFDM, bem como à otimização de algoritmos de processamento de sinais para a minimização do ruído, em detrimento de uma análise associada ao sistema que implementa essa modulação e, consequentemente, à respetiva norma.

Do estudo do ruído de fase ao nível elétrico, destacam-se duas vertentes: osciladores como elementos isolados e sintetizadores. Neste último caso, os autores efetuam o estudo do impacto do ruído associado aos diversos blocos constituintes de um sintetizador e o consequente impacto na malha de retroação. Destes, destacam-se trabalhos onde o principal objetivo consiste no impacto do filtro de malha (ativo ou passivo) no desempenho do sintetizador.

É importante referir que em muitos circuitos de desenvolvimento e teste, apenas é possível alterar o tipo de filtro de malha. Esta característica deve-se a dois fatores: facilidade na caracterização e escolha do tipo de filtro em função da frequência de referência, ou por dificuldade de integração do mesmo.

Uma outra vertente de estudo a nível de circuito baseia-se na caracterização do ruído de fase associado ao dispositivo em particular (transístor) em função da tecnologia em que este é implementado. No entanto, os valores por eles apresentados dependem do tipo de tecnologia em que estes são desenvolvidos. Deste modo, as expressões e os valores obtidos, dependem diretamente da tecnologia.

Verifica-se que os trabalhos desenvolvidos a nível sistémico não apresentam uma relação direta com os desenvolvidos a nível de circuito. Como exemplo, não se encontra uma correspondência direta entre o estudo aprofundado sobre as diferentes topologias de filtros de malha para sintetizadores e o seu impacto nas medidas de desempenho em banda base, tais como EVM, SNR e BER.

As tabelas seguintes têm por objetivo apresentar um resumo dos artigos relevantes apresentados neste capítulo. À semelhança do método de exposição, optou-se por apresentar em separado os artigos associados ao estudo de um sistema de comunicação digital (tabela 2.2) e ao nível elétrico (tabela 2.1).

Na tabela 2.1 encontram-se as referências mais recentes associadas ao estudo do ruído de fase e o seu impacto em circuitos elétricos, nomeadamente VCO e malha de captura de fase PLL e ADLL e DLL. Neste caso, e à semelhança da tabela 2.2, muitos autores não especificam a norma que o dispositivo implementa, apenas se referem à frequência de funcionamento, daí, apenas vir indicada a norma apenas quando o autor a referencia como método de validação. Para os restantes trabalhos, é possível constatar qual a banda de funcionamento devido à frequência do sinal de saída da PLL. De todos os trabalhos apresentados neste documento, quer outros que foram igualmente estudados, é perceptível a distinção e falta de ligação entre as duas áreas em foco.

A tabela 2.2 apresenta, para cada referência mencionada, o método de validação, norma de comunicação, modulação estudada e respetivas medidas de desempenho. De referir que muitos dos artigos consultados, não têm como base de estudo uma norma específica, nestes casos é indicado n.d. 'não disponível'.



**Tabela 2.1:** Resumo do estado da arte relativo à análise do ruído de fase em osciladores e sintetizadores.

Ref	Ano	Validação	Norma	$f_o$ [GHz]	Tecnologia	Circuito	Ruído de fase	Consumo	Filtro
[31]	2010	Experimental	802.11 e 802.16	5,7	BiCMOS	VCO	-106dBc/Hz @1 MHz	10mW	n.d.
[27]	2010	Simulação	n.d.	10	n.d.	PLL	-159dBc/Hz @100 MHz	n.d.	Passivo
[28]	2007	Experimental	n.d.	0,9	TSMC 0,18um	PLL	-95dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Passivo
[29]	2008	Experimental	n.d.	2.5	n.d.	PLL	-110dBc/Hz @100 kHz	n.d.	Passivo
[30]	2010	Experimental	n.d.	n.d.	n.d.	PLL	n.d.	n.d.	n.d.
[32]	2010	Simulação	n.d.	n.d.	n.d.	PLL	n.d.	n.d.	n.d.
[33]	2010	Simulação	n.d.	0,0384	n.d.	PLL	-92.5dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Passivo
[34]	2010	Experimental	n.d.	1,305	CMOS 65nm	PLL	-115dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Ativo
[35]	2010	Experimental	n.d.	4	n.d.	PLL	-80dBc/Hz @1 kHz	n.d.	Ativo
[36]	2010	Simulação	n.d.	2.4	CMOS 0,18um	PLL	n.d.	n.d.	n.d.
[37]	2010	Experimental	n.d.	10	CMOS 90nm	ADLL	-100dBc/Hz @1 MHz	7,1mW	n.d.
[38]	2007	Experimental	n.d.	0.05	CMOS 0,18um	PLL	n.d.	n.d.	Passivo
[39]	2012	Simulação	n.d.	n.d.	n.d.	PLL	-120dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Passivo
[40]	2014	Experimental	n.d.	1,2	CMOS 0,18um	DLL	-112dBc/Hz @1MHz	23,87mW	n.d.
[41]	2016	Experimental	802.11	5	TSMC 0,18um	PLL	-113dBc/Hz @1MHz	39mW	Passivo

**Tabela 2.2:** Resumo do estado da arte relativo à análise do ruído de fase em sistemas de comunicação digital.

Ref	Ano	Validação	Norma	Modulação			Medidas de Desempenho			
				QPSK	M-QAM	OFDM	SNR	EVM	BER	SER
[42]	2007	Simulação	n.d.		X	X	X	X	X	
[43]	2011	Simulação	n.d.			X				
[44]	2010	Simulação	n.d.			X			X	
[45]	2009	Simulação	n.d.		X	X	X			
[46]	2009	Simulação	WiMax / LTE		X			X		
[47]	2007	Simulação	n.d.			X	X			
[48]	2006	Simulação	n.d.	X	X					X
[49]	2010	Simulação	n.d.		X				X	
[50]	2007	Simulação	n.d.		X					
[51]	2010	Simulação	WLAN	X	X			X		X

## 3 Sistemas Rádio para Comunicações sem Fios

Neste capítulo descreve-se um sistema rádio para comunicações sem fios, onde se enquadram os blocos de banda base e de RF. Faz-se uma descrição das cadeias de emissão e receção, que partilham o sintetizador de frequência. Tomam-se como referência os sinais analógicos IQ nas entradas e saídas das referidas cadeias.

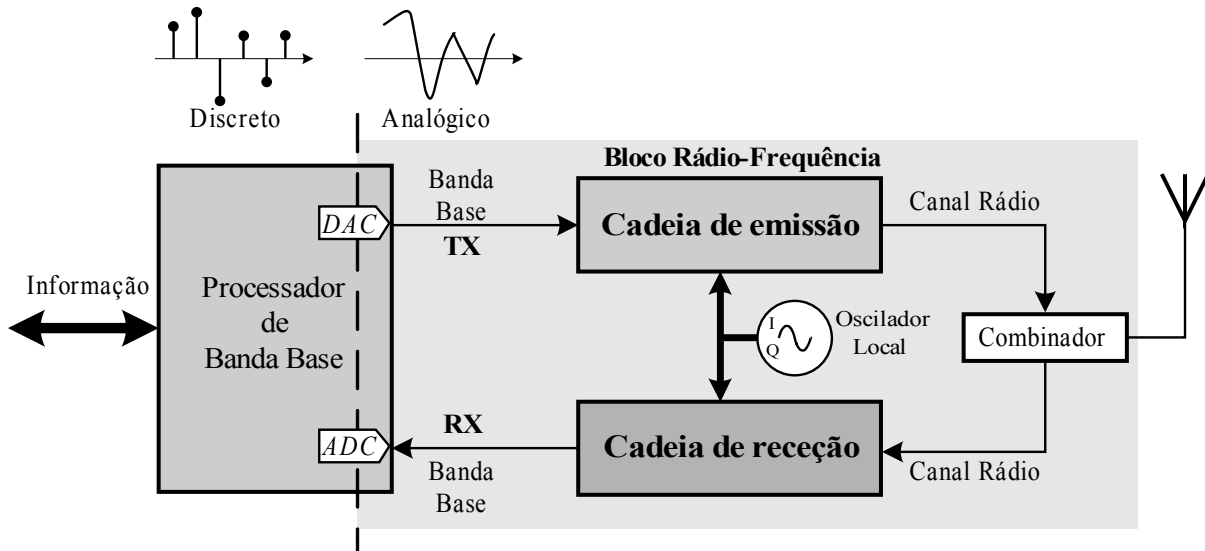
Considerando os sinais IQ, gerados a partir de conteúdo digital, realiza-se um enquadramento das técnicas de modulação para sinais digitais. Distinguem-se dois métodos de modulação usados em telecomunicações: portadora única (banda larga) e OFDM (banda estreita).

Tendo em conta o tema principal deste trabalho, apresenta-se um estudo da malha de captura de fase (PLL), comparativamente com técnicas de síntese analógica de frequência. Descrevem-se os diversos blocos constituintes de um sintetizador, com especial ênfase para o VCO e filtro de malha. Apresenta-se um estudo teórico do comportamento do sintetizador para diferentes topologias do filtro de malha. Este estudo é suportado por uma análise linear e dinâmica.

Para finalizar o capítulo descreve-se o funcionamento não-ideal de sistemas de comunicação digital. Descrevem-se igualmente as métricas utilizadas para a caracterização do sistema completo, bem como do bloco de RF em particular. Estas métricas são baseadas nos sinais IQ recebidos.

### 3.1 Transmissão e Recepção de Sinais Rádio

A figura 3.1 apresenta o diagrama dos blocos constituintes de uma cadeia de comunicação bidirecional sem fios, onde se enquadra o bloco de RF e o processador de banda base.



**Figura 3.1:** Cadeia de emissão e recepção genérica partilhando o mesmo oscilador local.

O bloco de RF é composto pelas cadeias de emissão e de recepção que partilham o mesmo oscilador local. Este é um método de implementação do referido bloco, conforme apresentado nos trabalhos [18][52][53], e em circuitos comerciais [11][54], relativos às normas IEEE802.11a/b/g [2][3][4].

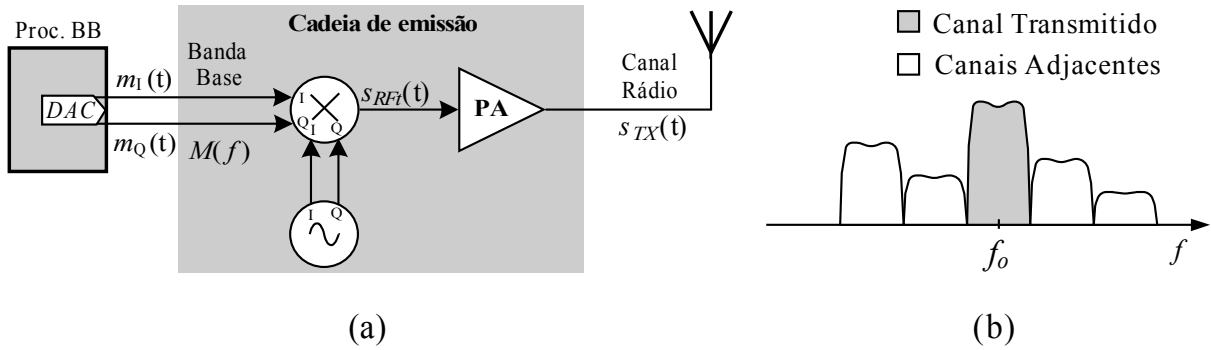
Em modo emissão, o processador de banda base processa a informação digital a transmitir e converte-a num sinal analógico de banda base, que é aplicado à cadeia de emissão. O canal rádio é gerado e transmitido pela antena.

Em modo recepção, os canais captados pela antena passam por um processo de conversão inverso. O canal rádio é convertido para banda base e aplicado ao processador de banda base, que realiza as operações necessárias para a recuperação da informação recebida. Para além de efetuar a necessária conversão de sinais de analógico para digital e vice-versa, o processador tem ainda a seu cargo funções de filtragem do sinal de banda base, bem como de controlo do sistema rádio.

De acordo com os tópicos apresentados na secção 1.2.2 para o estudo realizado a informação contida no canal não é importante, mas sim a forma como o canal é gerado, pois é com base no processo de conversão em frequência que se aferem as características do oscilador local.

### 3.1.1 Cadeia de Emissão

A figura 3.2 (a) representa a cadeia de emissão simplificada de um sistema rádio baseado num modulador IQ. Os conversores digital/analógico (DAC-Digital to Analog Converter) geram os sinais modulantes IQ em banda base, os quais são aplicados à cadeia de emissão nas entradas do misturador.



**Figura 3.2:** (a) Cadeia de emissão; (b) Espectro do sinal transmitido e canais adjacentes.

Os sinais modulantes em fase e quadratura, descritos por  $m_I(t)$  e  $m_Q(t)$ , respetivamente, vão modular a portadora IQ proveniente do oscilador local. O sinal modulado resultante,  $s_{RFI}(t)$  é dado por

$$s_{RFI}(t) = m_I(t) \cdot \cos(2\pi f_o t) + m_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_o t), \quad (3.1)$$

onde  $f_o$  corresponde ao valor da frequência da portadora, ou seja, ao valor da frequência central do canal modulado.

O sinal  $s_{RFI}(t)$  dá entrada no amplificador de potência (PA-Power Amplifier), obtendo-se o sinal  $s_{TX}(t)$ , que corresponde ao canal rádio centrado na frequência da portadora, com a potência de emissão desejada.

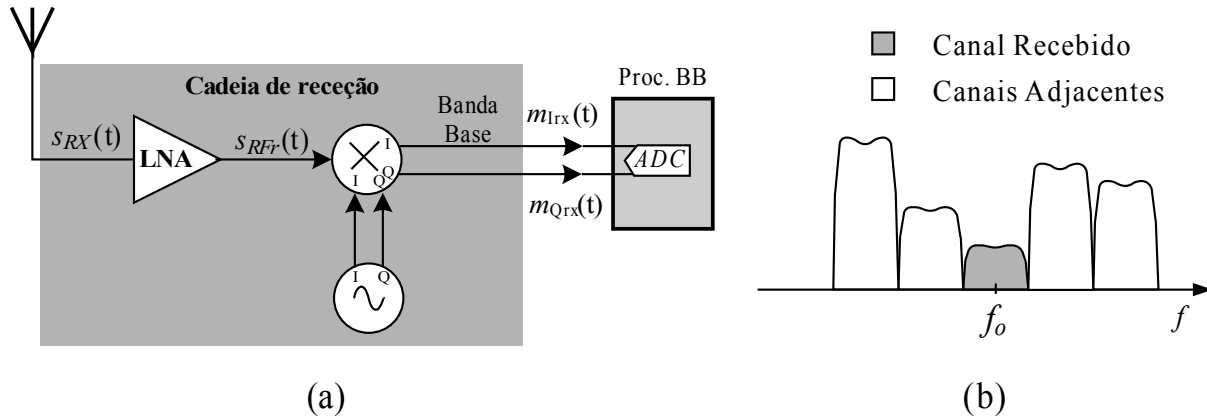
De acordo com a figura 3.2 (b), é necessário ter em conta o desempenho não só dos filtros existentes no bloco de RF e de banda base (omissos para simplicidade da figura) bem como o desempenho do oscilador local. Este deverá apresentar uma portadora com a frequência desejada e precisão necessária para satisfazer as exigências espectrais, impostas pela norma a implementar.

Os canais rádio gerados devem cumprir as especificações indicadas nas normas, nomeadamente a potência transmitida, frequência central do canal e respetiva largura de banda.

A gestão do espectro, nomeadamente na banda ISM, leva a que a largura de banda disponível para cada utilizador seja da ordem das centenas de kHz às dezenas de MHz, centrada em frequências na gama dos GHz. Como exemplo, na norma IEEE802.11a/b/g, os canais rádio têm largura de banda de 20 MHz em torno dos 2,4 GHz e 5,2 GHz.

### 3.1.2 Cadeia de Recepção

A figura 3.3 (a) representa a cadeia de recepção simplificada, baseada na topologia de conversão direta. Esta é composta pelo amplificador de baixo ruído (LNA-*Low Noise Amplifier*), o misturador, o oscilador local e o conversor analógico/digital (ADC-*Analog to Digital Converter*).



**Figura 3.3:** (a) Cadeia de recepção; (b) Espectro do sinal recebido e canais adjacentes.

O LNA tem como principal função amplificar o sinal recebido pela antena. Simultaneamente esta amplificação tem de gerar ruído mínimo. Uma vez que este amplificador é o primeiro elemento da cadeia, este tem maior influência no fator de ruído total do recetor [17]. O LNA tem de apresentar uma gama dinâmica elevada devendo ser dimensionado de forma a amplificar sinais com potências muito distintas [17].

O sinal  $s_{RX}(t)$ , após ser captado pela antena, é amplificado pelo LNA, resultando no sinal  $s_{RFr}(t)$ . Este sinal, contém a informação dos canais IQ, separados posteriormente pelo processo de desmodulação.

Os sinais recuperados, designados por  $m_{Irx}(t)$  e  $m_{Qrx}(t)$ , são aplicados ao ADC do processador de banda base. Este realiza o processamento digital de sinal necessário para recuperar a informação recebida, com a mínima taxa de erros possível.

A figura 3.3 (b) representa o espectro do sinal recebido pela antena. Apresenta-se o canal a desmodular, bem como os canais adjacentes existentes em torno do canal desejado. Para que seja realizada a correta desmodulação do canal rádio, para além da filtragem do sinal em banda base se efetuar de uma forma seletiva, com processamento digital, o oscilador local tem de apresentar o mínimo de ruído de fase.

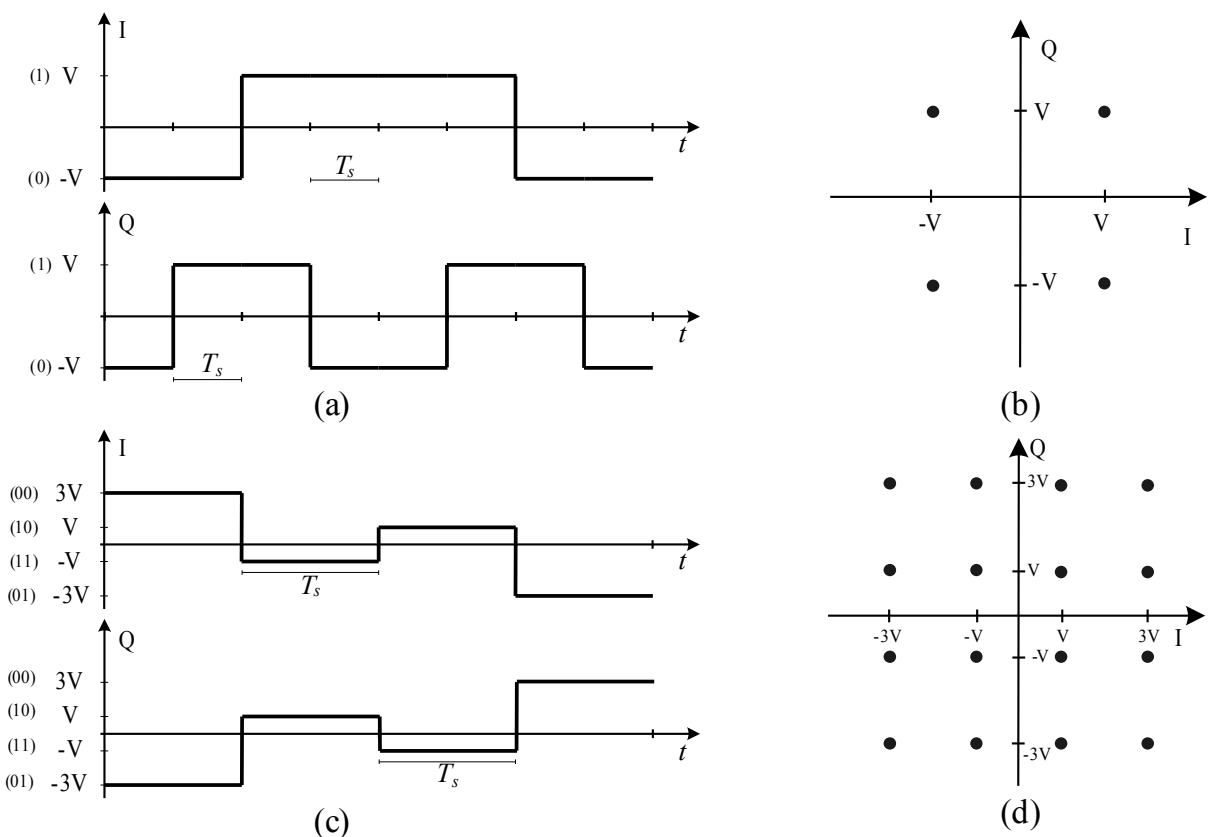
Conforme se verifica, o oscilador local tem um papel preponderante nos processos de conversão em frequência. Para facilitar a exposição, os blocos constituintes das cadeias de emissão e recepção são apresentados em figuras diferentes. No entanto, dada a capacidade de integração, o oscilador é partilhado por ambas as cadeias. Desta forma, garante-se que um dado sistema de comunicação bidirecional tira partido do mesmo oscilador, com as mesmas características de ruído.

Os processos de modulação e desmodulação apresentados são efetuados exclusivamente de forma analógica. Os valores de frequência da portadora são elevados (GHz), definidos pelas normas a implementar. Ao longo dos últimos anos, a constante procura de circuitos parcial ou totalmente integrados e de baixo consumo, levou à pesquisa e consequente evolução dos sistemas rádio de emissão e receção [21][53][52][55][56]. Na secção seguinte apresentam-se as técnicas de codificação e modulação de sinais com conteúdo digital.

### 3.2 Técnicas de Modulação para Sinais com Conteúdo Digital

A digitalização de um dado sinal leva à necessária codificação do mesmo em impulsos de tensão cuja amplitude e duração traduzem o código binário codificado. Em função do número de bits que se pretende codificar por símbolo, o número de amplitudes diferentes para cada símbolo é  $2^k$ , onde  $k$  corresponde ao número de bits por símbolo. A duração de cada impulso é dada pelo tempo de símbolo,  $T_s$ , o qual é múltiplo do tempo de bit:  $kT_b$ , obtendo-se  $T_s = kT_b$ .

As figuras 3.4 (a) e (c) representam os sinais IQ para as modulações QPSK e 16QAM, correspondentes à sequência binária **0001111010110100**. As respetivas constelações encontram-se representadas nas figuras 3.4 (b) e (d), onde o valor de  $k$  corresponde a 2 e 4 bits/símbolo, respetivamente.



**Figura 3.4:** Sinais IQ: (a) QPSK, (c) 16QAM; Constelações: (b) QPSK, (d) 16QAM.

É possível codificar um número maior de bits por símbolo, o que implica um aumento na eficiência espectral de transmissão. No entanto, com o aumento dos símbolos na constelação, estes ficam mais próximos entre si, para a mesma potência de emissão. Esta proximidade pode conduzir ao aumento de erros na decodificação, já que a constelação recebida apresenta distorção resultante do ruído e do funcionamento não ideal da cadeia de RF, conforme se apresenta na secção 3.4.

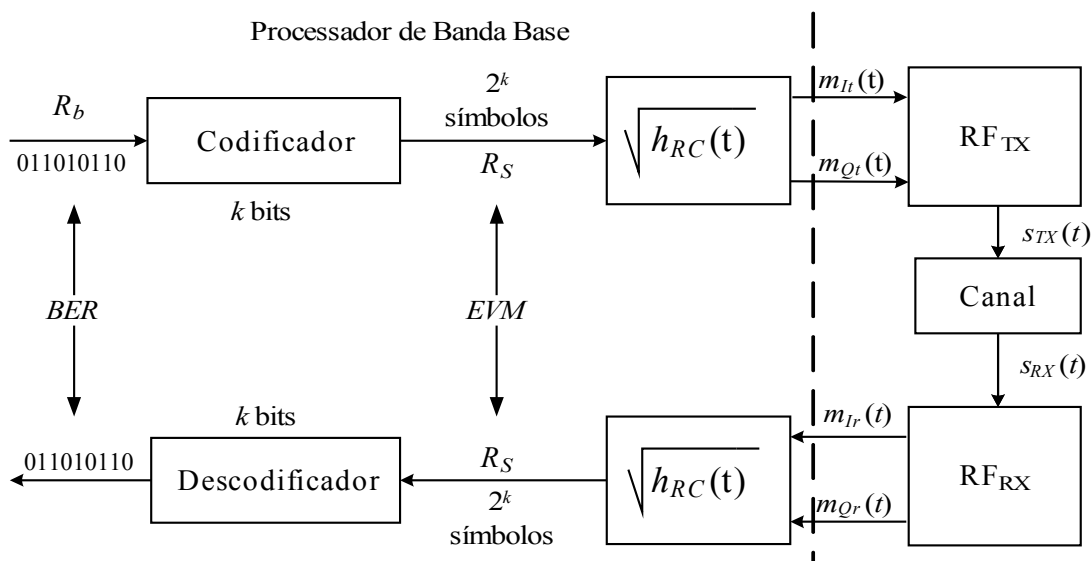
Nas secções 3.2.1 e 3.2.2 enquadram-se os sinais analógicos gerados após a codificação, usados nas arquiteturas de emissão de portadora única e OFDM, respetivamente.

### 3.2.1 Modulação de Sinais com Portadora Única

A figura 3.5 representa um sistema de emissão e receção completo com a finalidade de transmitir canais de portadora única. Embora a arquitetura de modulação e desmodulação seja baseada em duas portadoras em quadratura entre si, designa-se, neste trabalho, de modulação em portadora única dado que se gera apenas um canal de banda larga. Enquadram-se na referida figura dois parâmetros de avaliação de sistemas de comunicação digital: EVM e BER

A realização de filtros à frequência do canal rádio não é de fácil implementação. Para tal, seria necessário um filtro passa-banda centrado na frequência da portadora com seletividade elevada. Acrescido destes fatores, também teria de se ter em conta a variação da frequência central do referido filtro, por forma a operar em diversos canais dentro da mesma banda ou em bandas diferentes.

Assim, os sinais analógicos  $m_{It}(t)$  e  $m_{Qt}(t)$  aplicados à cadeia  $RF_{TX}$ , representada na figura 3.5, resultam de uma filtragem de canal realizada em banda base, a qual se descreve em seguida.



**Figura 3.5:** Exemplo de arquitetura de emissão e receção com portadora única.



Dado que o sinal modulante é composto por uma sequência de impulsos com vários níveis de tensão, conforme apresentado na figura 3.4, é essencial ter em conta o espectro do mesmo, o que corresponde à função  $\text{sen}(x)/x$ , para  $x = f/f_{\text{simb}}$ , sendo  $f_{\text{simb}}$  a frequência de símbolo.

Embora a maior parte da energia esteja contida no lóbulo principal, este sinal apresenta um suporte teoricamente infinito, devido às transições instantâneas entre níveis. Num sistema real estas transições não apresentam um declive infinito, ainda assim é necessário conter (formatar) o impulso por forma a minimizar o espalhamento espectral. Esta formatação de impulso minimiza a interferência inter-simbólica (ISI-*Intersymbol Interference*) de acordo com as normas que o sistema implementa.

A realização viável da formatação de impulso consiste no dimensionamento de filtros em banda base, possibilitando a formatação do sinal antes do processo de modulação. A sua realização é baseada em filtros digitais com ordem elevada (seletividade elevada), não implicando um acréscimo de complexidade ao nível de eletrónica discreta. Neste contexto, o filtro mais usado é designado por *raised-cosine*, cuja resposta impulsional é dada por

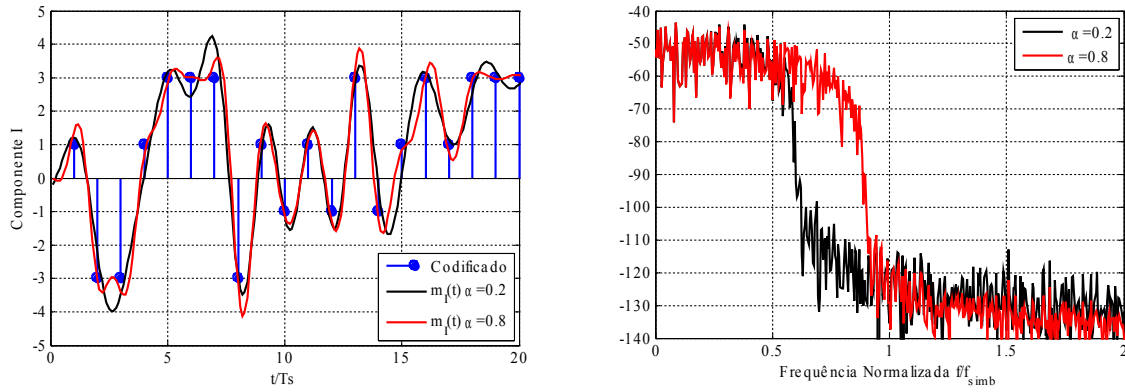
$$h_{RC}(t) = \frac{\cos(\pi \alpha R_s t)}{1 - (2 \alpha R_s t)^2} \cdot \text{sinc}(R_s t) = A_{rc} \cdot \text{sinc}(R_s t), \quad (3.2)$$

onde  $R_s$  corresponde ao ritmo de símbolo e o fator  $\alpha$ , designado por *roll-off*, indica a suavidade que o filtro apresenta na banda de transição. Este parâmetro pode tomar valores entre 0 (filtro ideal) e 1 (máxima largura de banda).

Dado que o emissor e o recetor têm filtros passa-baixo com a mesma largura de banda, é possível tirar partido das características comuns destes filtros. Ao garantir que a função de transferência de cada filtro corresponde à raiz quadrada de  $H_{RC}(f)$ , obtém-se, pela associação em cascata dos dois, a função equivalente correspondente ao filtro *square-root raised-cosine*, que elimina a ISI [17][57][58].

Na figura 3.6 (a) apresentam-se as primeiras vinte amostras do canal I codificado em 16QAM obtido pelo modelo de simulação apresentado no anexo A.1. Na mesma figura estão representados os sinais analógicos do referido canal, resultantes do processo de filtragem *square-root raised-cosine* com  $\alpha=0,2$  e  $\alpha=0,8$ . Os espectros resultantes da formatação de impulso, com os dois valores de  $\alpha$  indicados, encontram-se representados na figura 3.6 (b). Verifica-se que o aumento do fator de *roll-off* leva ao acréscimo da largura de banda do sinal num fator de  $(1+\alpha)$  referente ao ritmo de símbolo,  $R_s$ .

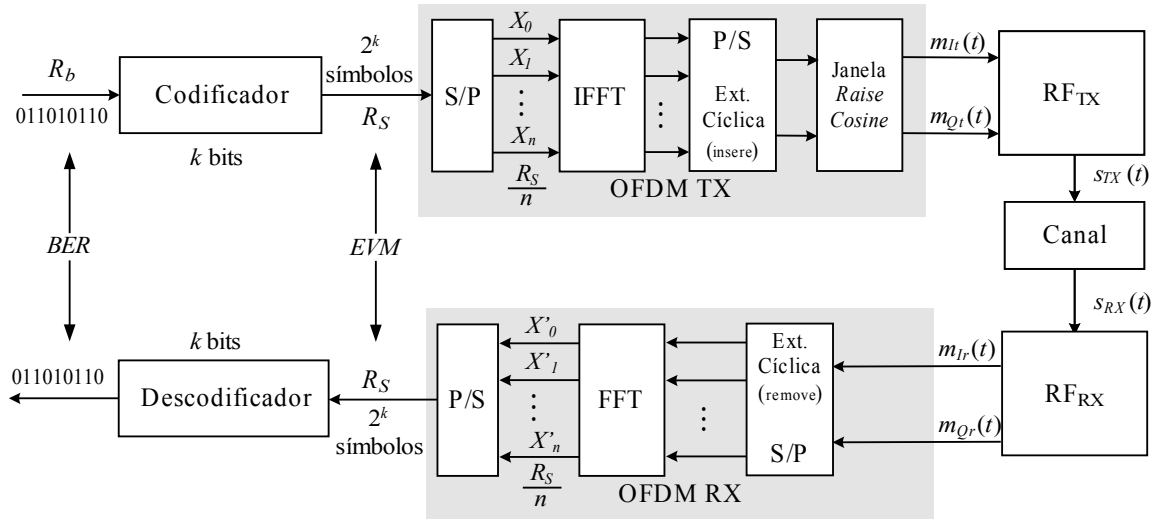
Os sinais filtrados são aplicados à cadeia de emissão,  $RF_{TX}$ , e desmodulados pelo recetor da cadeia de receção,  $RF_{RX}$ , dando origem aos sinais recebidos  $m_{Ir}(t)$  e  $m_{Qr}(t)$ . Estes são aplicados ao filtro *square-root raised-cosine*. Os símbolos resultantes são decodificados com base no algoritmo da menor distância ao símbolo ideal [57].



**Figura 3.6:** Análise do filtro *raised cosine* com  $\alpha=0,2$  e  $\alpha=0,8$ : (a) sinal analógico; (b) resposta em frequência.

### 3.2.2 Modulação de Sinais com Multi-Portadora – OFDM

A figura 3.7 apresenta a arquitetura de emissão e recepção de sinais OFDM na qual se representam os blocos necessários para a geração e recuperação de sub-canais ortogonais.



**Figura 3.7:** Arquitetura de emissão e recepção de um sistema OFDM.

O codificador gera símbolos ao ritmo  $R_S$ , que são convertidos numa sequência paralela composta por  $n$  símbolos com débito  $R_S/n$ . Cada um destes símbolos corresponde a um sub-canal. Para garantir a ortogonalidade entre cada sub-canal recorre-se à operação IFFT-*Inverse Fast Fourier Transform* [59].

A figura 3.8 representa a estrutura de dados de uma IFFT com 64 pontos, de acordo com a norma IEEE802.11b/g [3][4]. Na mesma figura, encontram-se indicados os valores de frequência associados a cada índice da estrutura, os quais dependem da frequência de amostragem,  $f_s$ .

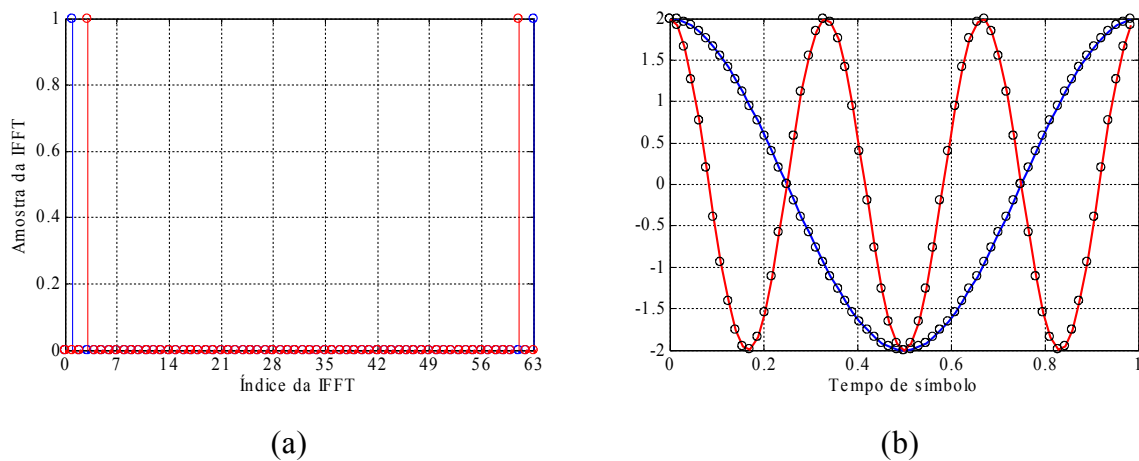
[0]	[1]	[2]	[3]		[31]	[32]	[33]		[61]	[62]	[63]
DC	$f_s/64$	$2f_s/64$	$3f_s/64$		$31f_s/64$	$32f_s/64$	$-31f_s/64$		$-3f_s/64$	$-2f_s/64$	$-f_s/64$
$X_0=0$	$X_1$	$X_2$	$X_3$		$X_{31}$	$X_{32}=0$	$X_{33}$		$X_{61}$	$X_{62}$	$X_{63}$

**Figura 3.8:** Estrutura de valores para cálculo da IFFT com 64 pontos.

O conteúdo do primeiro índice da estrutura é nulo. Deste modo evita-se o desperdício de potência ao transmitir o valor da componente contínua do sinal (DC). O conteúdo do índice 32 é nulo, garantindo-se a ausência de *aliasing* no sinal gerado.

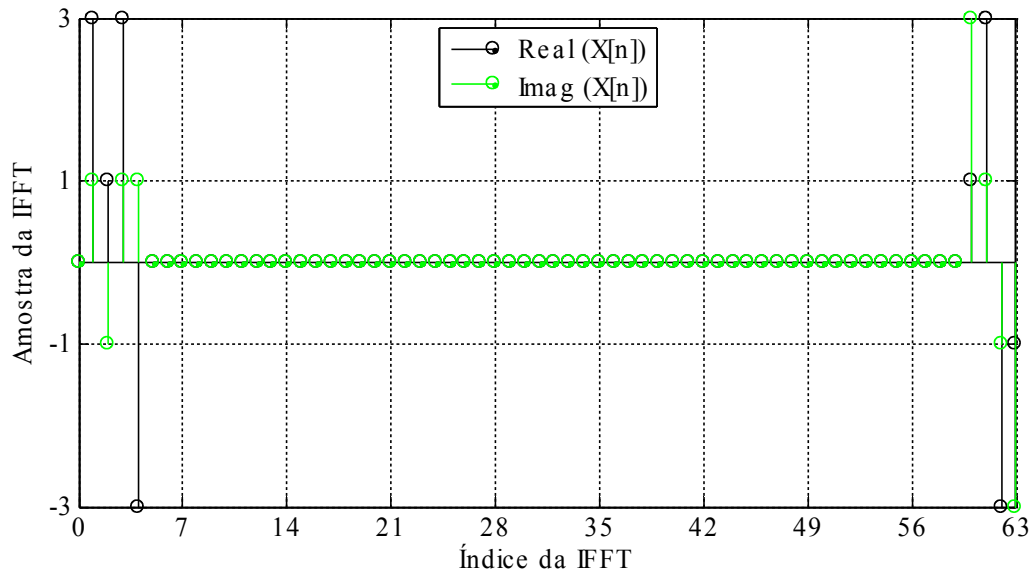
A figura 3.9 relaciona o conteúdo dos índices da estrutura de uma IFFT com 64 pontos e os respectivos sinais no domínio do tempo. Na figura 3.9 (a) estão representados dois sinais distintos: a azul os valores  $X[1]=X[63]=1+j0$  e a vermelho  $X[3]=X[62]=1+j0$ . Ao afetar os referidos índices com os conteúdos indicados, obtêm-se os dois sinais representados na figura 3.9 (b). Dado que os valores de  $X[n]$  apresentados são reais com simetria espectral par, os sinais resultantes da IFFT correspondem a dois sinais cosseno, ambos com amplitude dois.

O sinal a azul na figura 3.9 (b) apresenta um período num tempo de símbolo OFDM. O sinal a vermelho, no mesmo intervalo de tempo, apresenta três períodos. Daqui se conclui que o número de períodos de cada impulso sinusoidal está relacionado com o índice da IFFT, tal como indicado na figura 3.8.

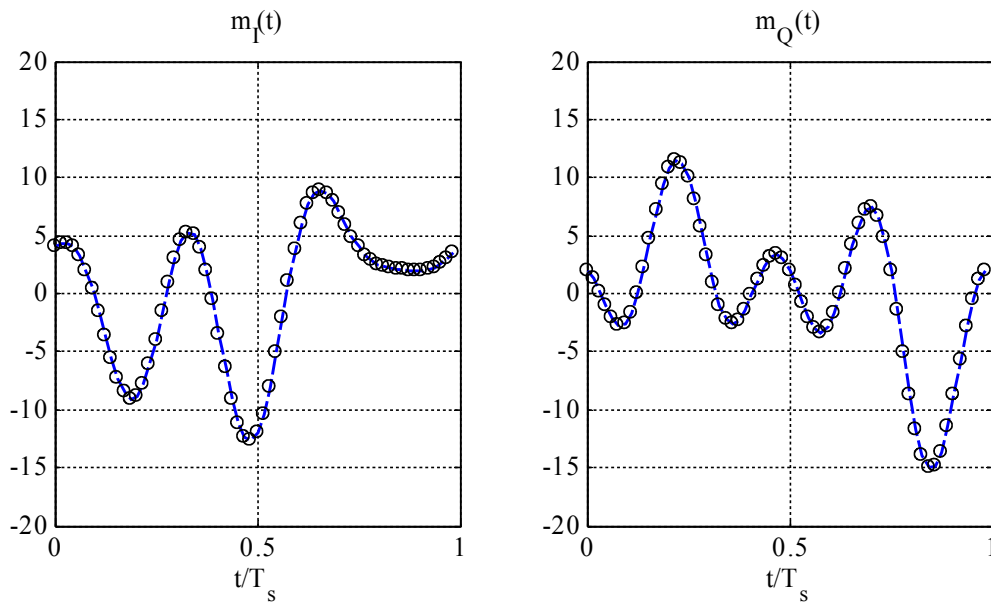


**Figura 3.9:** Geração de sinais baseada na IFFT: (a) afetação dos índices da IFFT; (b) sinal no tempo.

A figura 3.10 (a) representa a estrutura da IFFT com quatro pares de valores, os quais correspondem a uma codificação 16QAM, onde o exemplo apresentado traduz a afetação dos índices  $X[1]$  a  $X[4]$  e  $X[60]$  a  $X[63]$ . O conteúdo dos referidos índices não apresenta simetria complexa conjugada, de onde resultam os sinais  $m_1(t)$  e  $m_Q(t)$ , representados na figura 3.10 (b).



(a)

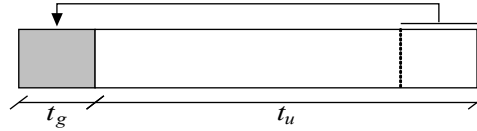


(b)

**Figura 3.10:** Geração de sinais através da IFFT: (a) afetação dos índices da IFFT; (b) sinais no tempo.

### *Técnicas para otimização espectral em OFDM*

Os sinais IQ obtidos após a IFFT são modificados com o objetivo de minimizar os efeitos de transmissão multi-percurso, ISI e interferência inter-portadora (ICI-*Inter-Carrier Interference*) [60]. O intervalo de tempo total de um símbolo OFDM não corresponde apenas à duração do impulso sinusoidal resultante da IFFT, mas sim à duração do próprio impulso sinusoidal, designado por tempo útil,  $t_u$ , acrescido do tempo de guarda,  $t_g$ , conforme apresentado na figura 3.11 [60].



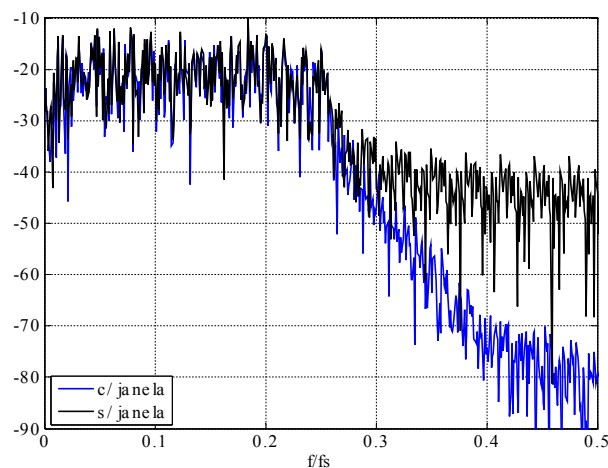
**Figura 3.11:** Duração de um símbolo OFDM: tempo útil e tempo de guarda

Durante o tempo de guarda, o sinal pode apresentar-se de duas formas: introdução de zeros (ausência de sinal) ou introdução de extensão cíclica. Esta última técnica consiste em replicar um determinado número de amostras, no intervalo do tempo de guarda, conforme representado na figura 3.11.

O valor do tempo de guarda é igual ou superior ao atraso máximo de propagação no canal. Ao garantir esta condição, na eventualidade de existir ISI, esta fica restrita ao tempo de guarda [60]. Desta forma, o próximo símbolo OFDM não é afetado, mantendo assim a ortogonalidade entre os diversos sub-canais.

Outra forma de minimizar a ISI em OFDM, consiste em aplicar uma janela temporal de modo a garantir que não haja interferência entre canais OFDM. Esta técnica é em tudo semelhante à usada na formatação do impulso em portadora simples, conforme descrito na secção 3.2.1. No entanto, em OFDM, a janela é usada no domínio do tempo. Esta técnica também realiza filtragem pois ao aumentar a duração do símbolo este apresenta um espectro com menor largura de banda.

A figura 3.12 apresenta dois espectros relativos a um sinal OFDM, obtidos pelo simulador apresentado no anexo A.2. com e sem janela temporal *raised cosine*. Verifica-se que o comportamento do canal OFDM até 1/4 da frequência de amostragem apresenta ganho constante, correspondente à largura de banda do canal. No entanto, a potência fora da banda de interesse sofre uma redução com o aumento do fator de *roll-off* de 0 para 0,2. Para um valor correspondente a 40% da frequência de amostragem a rejeição já é superior a 30dB.



**Figura 3.12:** Análise da aplicação da janela temporal *raised cosine* sobre um símbolo OFDM.

### 3.3 Osciladores Locais para Síntese de Frequência

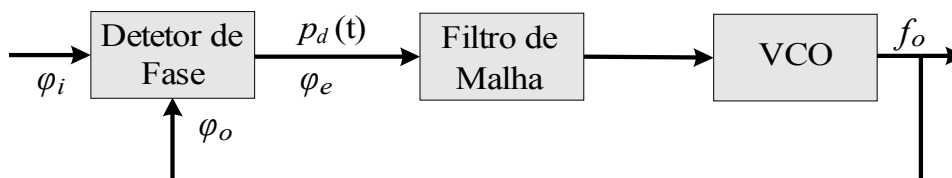
As arquiteturas atuais de emissores-recetores têm de cumprir normas que impõem diversas restrições, nomeadamente no número de canais disponíveis, espaçamento entre os mesmos e interferência nos canais adjacentes.

Os osciladores locais têm de disponibilizar um sinal com a devida precisão e estabilidade para a correta translação em frequência do canal de dados. Para tal, existem diversas arquiteturas para estabilizar e controlar a frequência do sinal gerado.

A PLL é uma topologia clássica de controlo de um VCO com base num sinal de referência. Ao tirar partido da malha fechada em realimentação negativa, conseguem-se compensar pequenos desvios de fase entre o sinal de referência e o sinal na saída da malha. Esta topologia é útil para realizar o sincronismo na recuperação do relógio no recetor, sendo ineficaz para efetuar a síntese de frequência, já que é necessário um sinal de referência com frequência da mesma ordem de grandeza do valor pretendido.

Nesta secção, apresenta-se o estudo do oscilador local baseado em duas arquiteturas distintas. A primeira consiste na descrição de uma PLL. A segunda baseia-se no sintetizador de frequência de divisão inteira CP-PLL, usado nas arquiteturas rádio. Descrevem-se as características dos diversos blocos constituintes referentes às duas topologias. Realiza-se, para ambas, a análise em regime linear e dinâmico.

A topologia de uma PLL encontra-se representada na figura 3.13, onde se representam os seus blocos constituintes.



**Figura 3.13:** Blocos constituintes de uma PLL

Numa PLL, a fase do sinal de saída,  $\phi_o$ , é comparada com a fase do sinal de entrada,  $\phi_i$ , pelo detetor de fase. O sinal resultante desta operação indica a diferença de fase entre ambos. O resultado em tensão desta operação corresponde ao erro de fase num dado instante, designado por  $\phi_e$ . A evolução deste erro ao longo do tempo é dada pelo sinal  $p_d(t)$ , aplicado ao filtro de malha. A componente contínua resultante da filtragem é proporcional à diferença de fase entre o sinal de referência e o de retroação. Como consequência, se o sinal de referência estiver em avanço em relação ao sinal proveniente do VCO, a tensão média aumenta, caso contrário diminui. O aumento da tensão de do VCO faz com que a frequência do sinal gerado aumente, caso contrário, diminui. Assim que a diferença de fase entre o sinal de referência e o de retroação for nula, é efetuada a captura.

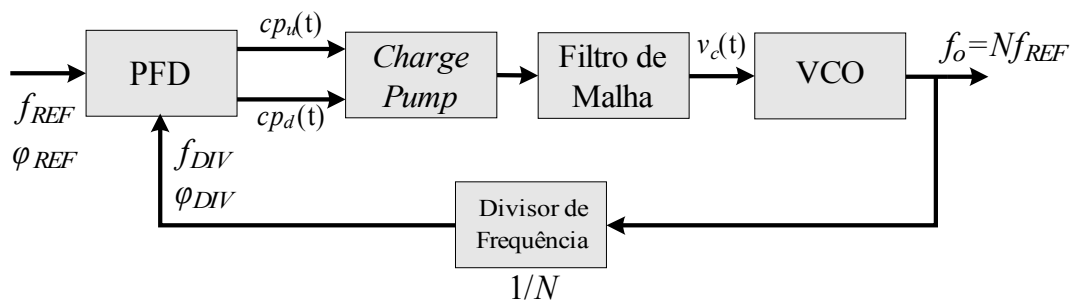
Esta topologia apresenta uma desvantagem face à topologia CP-PLL, já que a correção do sinal é apenas baseada na diferença de fase entre o sinal de referência e o proveniente da malha de retroação, não sendo possível compensar erros de frequência.

Considere-se o caso em que os sinais de entrada do detetor de fase apresentam um valor de frequência múltiplo inteiro um do outro. Como a tensão  $p_d(t)$  corresponde à diferença entre os sinais de entrada do detetor de fase, o sinal  $p_d(t)$  tem uma frequência superior à do pólo do filtro de malha, o que implica que para efeito de retroação não exista erro de fase.

Para detetar e corrigir os erros de fase e frequência é necessário tirar partido de um detetor de fase-frequência (PFD-*Phase Frequency Detector*). Este, em conjunto com a *charge-pump*, garante um aumento significativo da banda de aquisição bem como da velocidade de captura da PLL [17]. Esta topologia também é conhecida por PLL tipo II.

A síntese de frequência consiste em aplicar na malha de retroação da PLL tipo II um divisor de frequência, com razão de divisão  $N$ , conforme representado na figura 3.14. Esta característica obtém sinais de frequência elevada com base em sinais de referência de frequência mais baixa ( $f_{REF}$ ). Para sinais com frequência na banda dos GHz, os sinais de referência são na ordem dos MHz [17][54][61][62].

Ao realizar a síntese de frequência, a implementação dos blocos constituintes do sintetizador que efetuam a correção de fase e frequência podem ser baseados em topologias digitais. Este fato vem facilitar o dimensionamento do PFD, *charge-pump* e divisor de frequência.



**Figura 3.14:** Blocos constituintes de um sintetizador de frequência

### 3.3.1 Descrição dos Blocos Constituintes

O projeto de um sintetizador para RF implica o dimensionamento dos diversos blocos constituintes que, dada a característica de funcionamento, trabalham em gamas de frequências diferentes. Assim, torna-se necessário o dimensionamento de circuitos analógicos e circuitos digitais.

Nesta secção, descrevem-se os blocos constituintes de uma PLL e CP-PLL, em que se caracteriza o funcionamento individual de cada um e a influência nos restantes blocos.

### ***Oscilador Controlado por Tensão – VCO***

Dos blocos constituintes de uma PLL e CP-PLL, o VCO é aquele cujo dimensionamento e implementação implicam maior sensibilidade do projetista, pois este bloco define a banda de frequências da portadora.

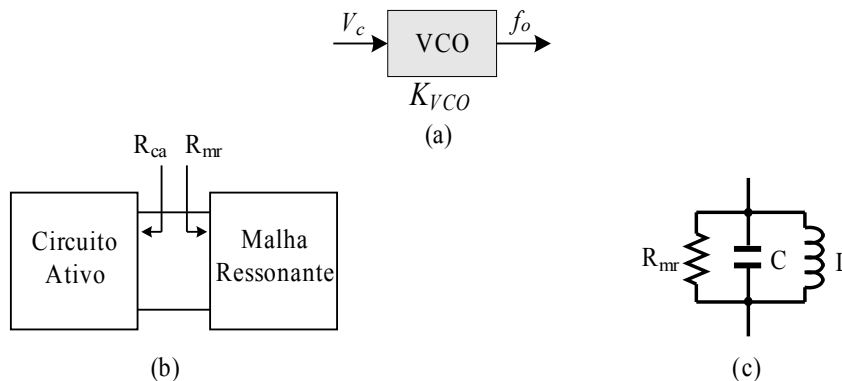
O VCO, cujo bloco descritivo se apresenta na figura 3.15 (a), produz um sinal periódico com frequência proporcional à tensão de comando  $v_c(t)$  que lhe é aplicada. Este tipo de circuitos baseia-se em dois blocos distintos ligados em paralelo: a malha ressonante e o circuito ativo, cujo diagrama de blocos se representa na figura 3.15 (b) [17][62][63][64].

A malha ressonante é dimensionada em função da gama de variação de frequência pretendida para o VCO. Esta malha pode ser de dois tipos distintos: RC ou LC. Em termos de área ocupada, quando implementada em tecnologia monolítica, a malha RC ocupa menor área do que a LC. No entanto, em termos de ruído, esta última apresenta melhor desempenho [17].

A malha ressonante LC, cujo circuito equivalente está indicado na figura 3.15 (c), permite selecionar a frequência do sinal gerado pelo VCO, obtida pela alteração da capacidade da malha ressonante. A resistência  $R_{mr}$  representa a perda da malha ressonante anulada pelo circuito ativo. Este apresenta aos seus terminais um valor  $R_{ca}$  de valor simétrico a  $R_{mr}$ .

O circuito ativo deve apresentar aos seus terminais uma resistência (ou condutância) negativa, que em módulo deve ser superior à resistência (ou condutância) positiva do circuito ressonante [64]. Assim, garante-se que no arranque da oscilação o ganho é superior à unidade. No entanto, dada a característica de compressão do oscilador, a amplitude do sinal de saída tende para um valor constante [17].

Dado que a fase corresponde ao integral da frequência em ordem ao tempo, o sinal sinusoidal produzido pelo VCO é dado pela expressão (3.3). A expressão que indica a frequência instantânea de saída do oscilador é dada por (3.4), onde  $f_n$  e  $K_{VCO}$  correspondem à frequência natural de oscilação e à sensibilidade do VCO, respetivamente.



**Figura 3.15:** VCO: (a) bloco ; (b) malhas constituintes; (c) malha RLC equivalente.



$$y(t) = A \cos \left( 2\pi f_n t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t v_c(t) dt \right) \quad (3.3)$$

$$f_o = f_n + K_{VCO} \cdot V_c \quad (3.4)$$

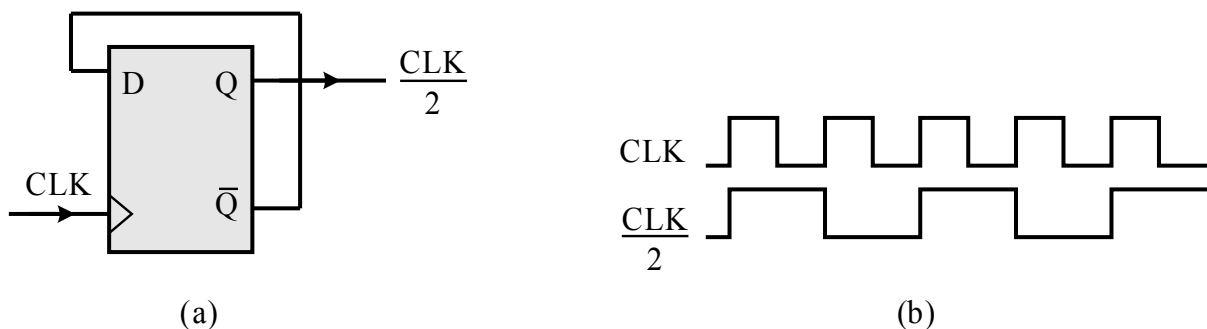
### ***Divisores de Frequência***

Os divisores de frequência podem agrupar-se em dois conjuntos: síncronos e assíncronos. Os divisores síncronos são constituídos por duas básicas distintas. Estas são acionadas simultaneamente ao ritmo das transições ascendentes ou descendentes do sinal de relógio (CLK), isto é, do sinal proveniente do VCO.

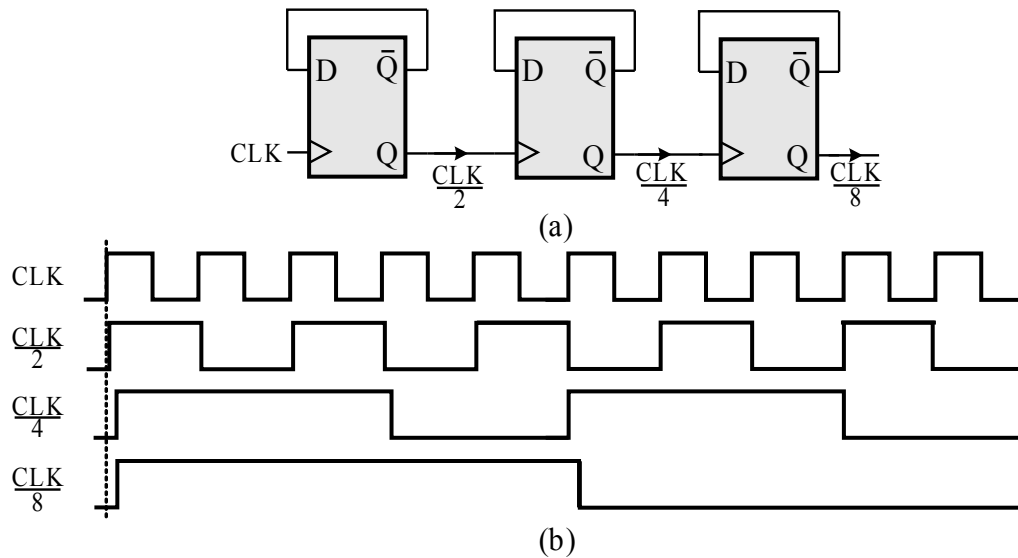
As técnicas e tecnologias de implementação das básicas dependem da frequência do sinal de comando destas. Recorre-se a topologias baseadas em transístores de junção bipolar (*ECL-Emitter Coupled Logic*) e transístores de efeito de campo (*SCL-Source Coupled Logic*) para implementar divisores de frequência à custa de básicas do tipo D. Na figura 3.16 (a) apresenta-se a ligação das mesmas para obter o sinal com metade da frequência de entrada, conforme representado na figura 3.16 (b).

Os divisores assíncronos podem ser constituídos por básicas tipo D em cascata, cujo sinal de relógio é acionado pela básica anterior, de acordo com a figura 3.17 (a). O sinal resultante deste tipo de divisor encontra-se representado na figura 3.17 (b). Caso se pretenda aumentar a razão de divisão de frequência, acrescentam-se básicas em cascata, que produzem um sinal com metade da frequência da básica anterior. Dada a inexistência de sinal de referência, quanto maior for a razão de divisão pretendida, maior será o erro de desfasamento entre o sinal aplicado no primeiro elemento e o extraído do último [61].

Destes dois conjuntos, os divisores mais rápidos são os síncronos uma vez que o seu funcionamento é comandado pelo sinal de saída do VCO. No entanto, há que ter cuidados no projeto destes circuitos, uma vez que todas as básicas funcionam com a mesma frequência de relógio, enquanto que nos divisores assíncronos o mais sensível é o primeiro elemento da cadeia, onde a frequência é mais elevada [63].



**Figura 3.16:** Divisor de frequência síncrono  $N=2$ : (a) básica D; (b) formas de onda.



**Figura 3.17:** Divisor de frequência assíncrono  $N=8$ : (a) básicas D ; (b) formas de onda.

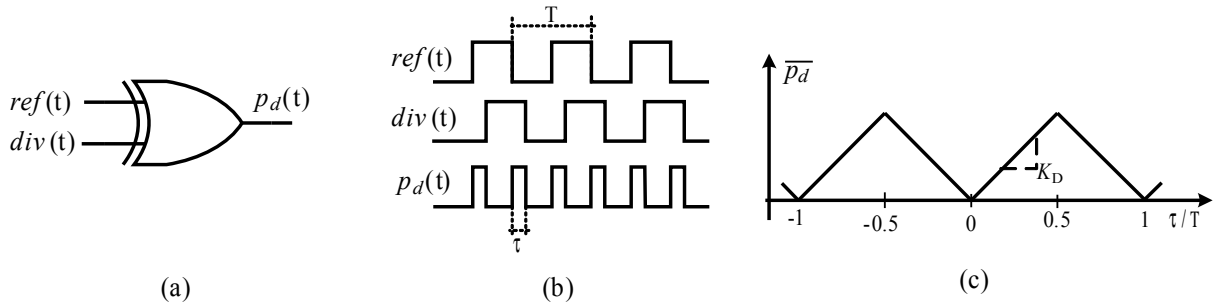
Por forma a que a síntese em frequência possa ser dinâmica e até mesmo comandada pelo processador de banda base, existem técnicas de divisão de frequência em que a razão de divisão depende de uma palavra binária que programa o bloco divisor. Nestas topologias, o bloco divisor é composto por um conjunto de divisores de frequência, síncronos e assíncronos, ligados entre si com lógica adicional. Deste modo, a palavra binária aplicada controla a divisão efetuada [15][16][17]. Nestes casos, o valor máximo possível a atribuir à frequência de referência corresponde ao espaçamento entre canais.

### ***Detetor de Fase***

O detetor de fase é o dispositivo que produz uma tensão cujo valor médio é proporcional à diferença de fase entre os sinais a ele aplicados. Na literatura, estes circuitos dividem-se em duas topologias: digitais e analógicas [61].

Independentemente da topologia usada na sua implementação, um dos fatores a ter em conta no desempenho do detetor de fase está relacionado com a sua curva característica, já que esta indica a gama de variação média da tensão em função da diferença de fase entre os sinais de entrada.

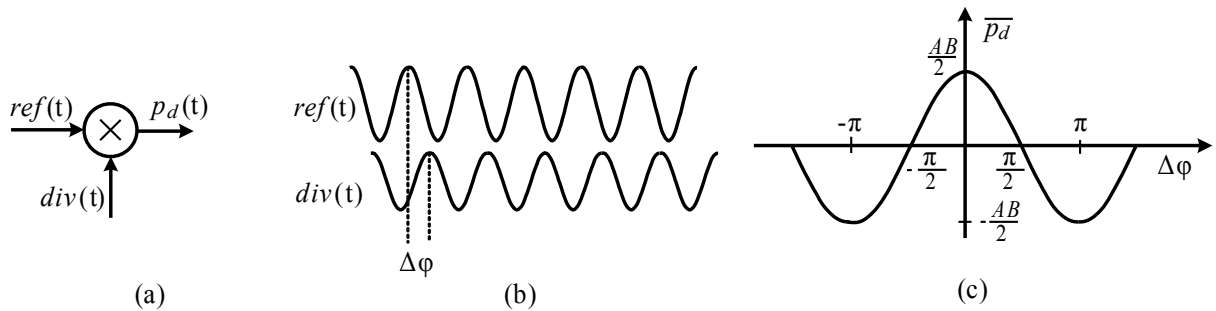
A figura 3.18 resume o modo de funcionamento de uma porta XOR como detetor de fase para ondas quadradas, em que o sinal  $ref(t)$  é disponibilizado pelo oscilador de referência, e o sinal  $div(t)$  corresponde ao sinal proveniente do bloco divisor de frequência. O sinal resultante dessa operação é designado por  $p_d(t)$ , conforme indicado na figura 3.18 (b). A característica da tensão média de saída encontra-se representada na figura 3.18 (c). O declive do flanco corresponde ao ganho do detetor de fase, que pode apresentar um valor positivo ou negativo. Verifica-se que a tensão média atinge o seu valor máximo quando o erro de fase entre os sinais de entrada corresponde a metade da duração de um impulso, isto é, quando os sinais estão em oposição de fase.



**Figura 3.18:** Porta XOR: (a) bloco; (b) formas de onda; (c) função de transferência.

Representa-se na figura 3.19 o modo de funcionamento de um multiplicador como detetor de fase para sinais analógicos, representados na figura 3.19 (b) por duas sinusóides com a mesma frequência, amplitudes  $A$  e  $B$  e desfasamento  $\Delta\phi$ . O resultado da tensão média de saída do multiplicador encontra-se representada na figura 3.19 (c), sendo descrita pela equação (3.5) [17][63].

$$p_d(t) = \frac{AB}{2} \cos(\Delta\phi) \quad (3.5)$$

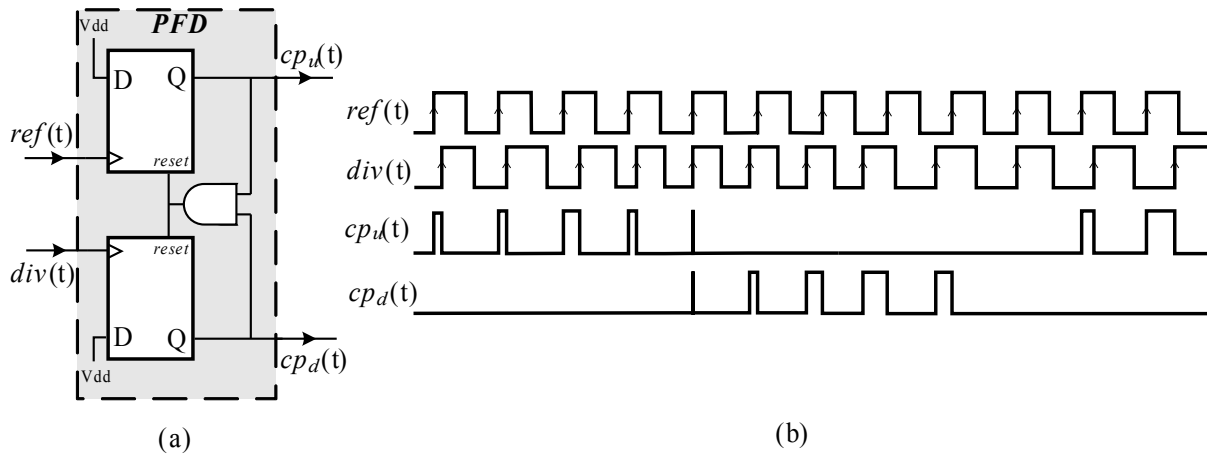


**Figura 3.19:** Multiplicador: (a) bloco; (b) formas de onda; (c) função de transferência

### Detetor de Fase - Frequência – PFD

Os PFD são circuitos que possibilitam a deteção dos erros de fase e frequência entre os sinais de entrada  $ref(t)$  e  $div(t)$ . A correção da fase é semelhante a um detetor de fase. No entanto, dado o efeito de memória, é possível obter informação sobre a frequência dos sinais de entrada, o que permite a sua correção [61]. A figura 3.20 (a) apresenta o diagrama de blocos de um PFD baseado em circuitos lógicos sensíveis às transições ascendentes dos referidos sinais [17].

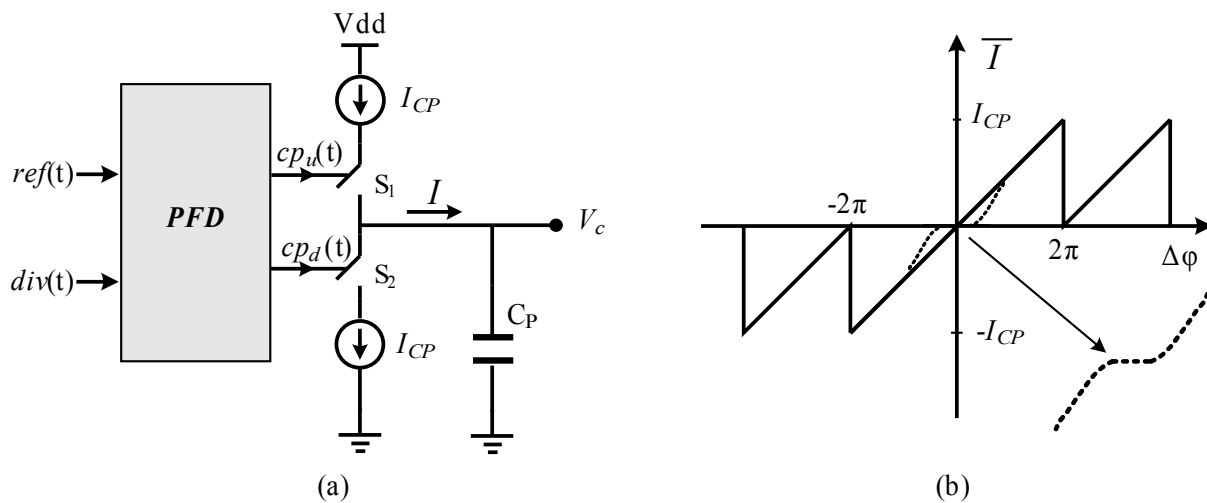
A figura 3.20 (b) representa a variação dos sinais de saída do PFD,  $cp_u(t)$  e  $cp_d(t)$ , em função dos sinais de entrada apresentados. Por cada transição ascendente do sinal de entrada é acionada a respetiva báscula. Quando ambas estão ativas é realizado o *reset* às mesmas. As saídas do PFD produzem sinais cuja duração é proporcional ao erro existente entre os sinais de entrada. O diagrama temporal indicado figura 3.20 (b) representa os dois casos de diferença de fase entre os sinais  $ref(t)$  e  $div(t)$ , não estando indicado o efeito do atraso de propagação da porta lógica.



**Figura 3.20:** Detetor fase-frequência: (a) bloco; (b) sinais de entrada e saída.

Conforme representado na figura 3.21 (a), os sinais  $cp_u(t)$  e  $cp_d(t)$  controlam uma fonte de corrente de sentido bidirecional (*charge-pump*), onde a carga é representada por um condensador  $C_P$ . Sempre que o sinal  $cp_u(t)$  está ativo, o sentido imposto à fonte de corrente leva à carga do condensador e ao aumento da tensão aos seus terminais. Quando o sinal  $cp_d(t)$  está ativo, a direção da corrente imposta pela fonte é contrária ao caso anterior, o que leva à descarga do condensador e consequente diminuição da tensão aos seus terminais.

A figura 3.21 (b) apresenta a variação média da corrente de saída da *charge-pump*. Verifica-se que o PFD garante uma gama dinâmica de funcionamento superior à do detetor de fase simples. Com esta implementação é possível discriminar variações de fase de forma linear numa gama de  $720^\circ$ , garantindo-se um declive positivo da tensão média de comando do VCO. Esta característica garante que o sintetizador tenha sempre realimentação negativa, levando ao aumento da largura de banda em que a CP-PLL mantém o sincronismo entre os sinais de referência e saída (banda de manutenção).



**Figura 3.21:** PFD e *charge-pump* : (a) Bloco; (b) Função de transferência.

No dimensionamento de um PFD há que ter em conta a alteração do valor da corrente média quando a diferença de fase entre os sinais de entrada é nula. Se ambos os sinais de entrada estão síncronos, nenhuma das saídas é ativada, conforme se representa na figura 3.21 (b), o que leva a que a *charge-pump* fique em alta impedância. Mesmo que haja uma pequena diferença de fase entre os sinais de entrada, o PFD não responde imediatamente a essa variação devido ao atraso de propagação nos circuitos lógicos [63]. Este efeito leva a que a função de transferência apresente uma zona onde, para pequenas variação de fase entre os sinais de entrada, não seja apresentada qualquer variação de corrente média de saída, conforme assinalado a tracejado na figura 3.21 (b).

### ***Filtro de Malha***

O filtro de malha, para além de eliminar as componentes de alta frequência do sinal proveniente do detetor de fase ou PFD, também tem influência na estabilidade do sintetizador, no tempo de aquisição e na largura de banda.

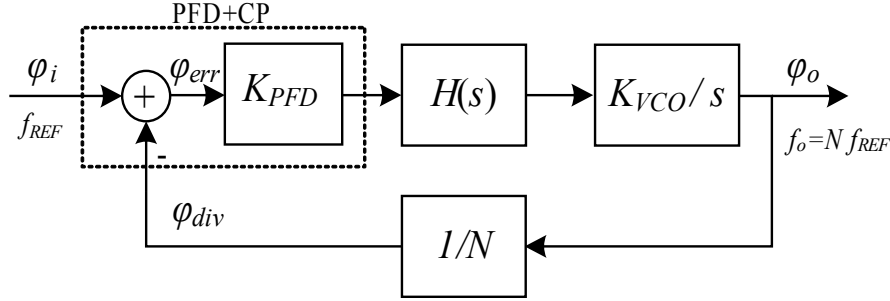
Tendo em conta a principal finalidade deste bloco, os filtros existentes nos sintetizadores são passa-baixo de ordem reduzida, passivos e constituídos por componentes monolíticos ou externos ao circuito integrado onde o sintetizador se encontra. A gama de frequências em que o sintetizador funciona também influencia o dimensionamento do filtro, e consequentemente a sua capacidade de integração.

Existem diversos exemplos na literatura de diferentes topologias de filtros de malha, bem como do seu dimensionamento [17][63][65]. No entanto, visto tratar-se de um ponto crucial neste trabalho, as várias topologias, bem como as expressões que as caracterizam e permitem obter os parâmetros de avaliação do sintetizador, serão estudadas com maior detalhe no capítulo 4 e avaliadas experimentalmente no capítulo 5.

### **3.3.2 Análise em Regime Linear para Vários Filtros de Malha**

A descrição matemática da resposta transitória de um sintetizador antes de efetuar a captura do sinal não é simples, dependendo de vários fatores, nomeadamente da topologia do filtro de malha [17][62]. Ao assumir que o erro de fase entre os sinais a comparar é pequeno, e que após a aquisição, o erro de fase é próximo de zero, é possível realizar uma aproximação linear à resposta transitória e, consequentemente obter um modelo linear do sintetizador [17][62]. Esta aproximação usa expressões no domínio da transformada de Laplace que descrevem cada bloco constituinte do sintetizador, o que possibilita a análise em malha aberta e fechada do mesmo. Tirando partido da teoria da realimentação, extraem-se os diversos parâmetros lineares tais como ganho, largura de banda e margem de fase. Deste modo, é possível obter soluções de compromisso no dimensionamento do sintetizador, em função dos diversos blocos que o constituem.

A figura 3.22 representa o modelo linear de um sintetizador de frequência, constituído pelos diversos blocos após a sua linearização [17]. O bloco representativo do PFD e *charge-pump* é representado por um somador. O ganho do PFD é dado por  $K_{PFD}$ .



**Figura 3.22:** Modelo linear do sintetizador de frequência baseado na topologia CP-PLL.

Tendo em conta as características do VCO indicadas na secção 3.3.1, verifica-se que a fase do sinal na saída deste circuito,  $\phi_o$ , corresponde à integração da tensão de comando do mesmo. Assim, o modelo linear do VCO corresponde à transformada de Laplace dada por  $K_{VCO}/s$  [17]. O valor de  $K_{VCO}$  pode não ser constante em toda a gama de variação da frequência, mas numa primeira aproximação assume-se constante com valor 110 MHz/V.

O bloco divisor de frequência é representado pela razão de divisão  $N$ . Tendo em conta a especificidade deste trabalho, assume-se o bloco de divisão de frequência apenas como sendo a razão entre a frequência de saída do sintetizador ( $f_o$ ) e a frequência de referência ( $f_{REF}$ ). Não são, assim, abordadas as técnicas para a divisão inteira e fracional.

O filtro de malha é representado pelo bloco  $H(s)$ , cuja função de transferência depende da sua topologia.

As expressões em malha aberta e malha fechada do sintetizador representado pela figura 3.22 são dadas por (3.6) e (3.7), respetivamente. Estas são obtidas em função do filtro de malha  $H(s)$  para posterior particularização e análise.

$$A_{sint}(s) = \frac{K_{PFD} K_{VCO}}{s N} \cdot H(s) \quad (3.6)$$

$$S_{sint}(s) = \frac{\phi_o(s)}{\phi_i(s)} = \frac{K_{PFD} K_{VCO} N H(s)}{s N + K_{PFD} K_{VCO} H(s)} \quad (3.7)$$

A análise em malha aberta possibilita o cálculo do valor da frequência para  $|A_{sint}(j\omega)|=1$ , designada por frequência de *cross-over*,  $f_{co}$ . É com base neste valor que se obtém a margem de fase, sendo que esta é obtida pela diferença entre o valor da fase para  $f_{co}$  e  $-180^\circ$ .

A expressão em malha aberta permite obter um valor aproximado da largura de banda do sintetizador ( $f_{-3dB}$ ), quando  $|A_{sint}(j\omega)|=1/\sqrt{2}$ , conforme deduzido no anexo B [62].

De acordo com as expressões apresentadas, conclui-se que a estabilidade do sistema depende do valor do ganho em malha aberta, e da localização dos pólos e zeros da função de transferência do filtro. Esta característica tem influência direta no desempenho do sintetizador, nomeadamente na largura de banda e estabilidade.

Considere-se o caso onde o filtro  $H(s)$  é constituído apenas por um condensador:  $H(s)=1/sC$  ligado entre a saída da *charge-pump* e a massa. Substituindo nas expressões (3.6) e (3.7) obtêm-se as expressões do sintetizador em malha aberta e malha fechada dadas por

$$A(s) = \frac{K_{PFD} K_{VCO}}{s^2 C N} \quad e \quad (3.8)$$

$$S(s) = \frac{K_{PFD} K_{VCO} N}{s^2 C N + K_{PFD} K_{VCO}}, \text{ respectivamente.} \quad (3.9)$$

Os pólos da expressão (3.9) são dados por  $s = \pm j \sqrt{(K_{PFD} \cdot K_{VCO} / (C N))}$ , o que significa que o sintetizador, em malha fechada, apresenta um comportamento criticamente estável.

Conforme indicado na secção 1.2, o método de validação deste trabalho é baseado no circuito rádio MAX2829 [11]. Assim, toma-se como referência para as simulações realizadas para este e para os restantes filtros de malha em estudo os seguintes valores:  $K_{VCO}=110$  MHz/V, corrente da *charge-pump* 4 mA e razão de divisão  $N=122$ . Este conjunto de valores permite obter uma frequência do sinal de saída do sintetizador de 2440 MHz, com uma frequência de 20 MHz para o sinal de referência [66].

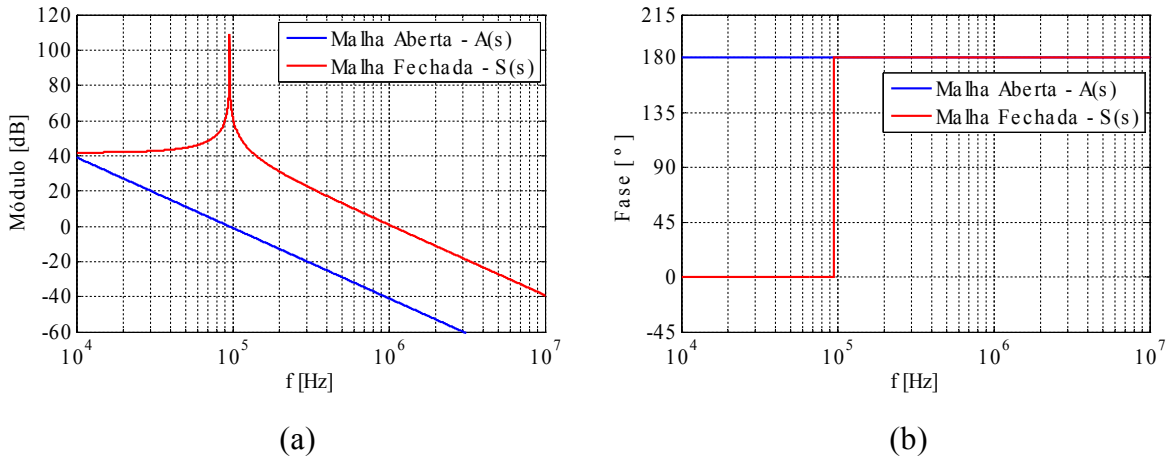
A figura 3.23 (a) apresenta a variação do módulo das expressões (3.8) e (3.9) com  $C=10$  nF. Em malha aberta verifica-se um declive de -40 dB/dec correspondente ao pólo duplo na origem, conforme indicado na expressão (3.8). Neste exemplo, os valores de  $f_{co}$  e  $f_{-3dB}$  são de 95,6 kHz e 113,7 kHz, respetivamente. Relativamente ao comportamento em malha fechada, verifica-se que o módulo do ganho apresenta uma sobre-elevação na frequência 95,6 kHz, correspondente à frequência de *cross-over* em malha aberta.

A variação da fase de ambas as expressões encontra-se indicada na figura 3.23 (b). Para a malha fechada verifica-se que até  $f_{co}$  a fase é nula. Acima deste valor, a fase apresenta uma variação abrupta de  $0^\circ$  para  $180^\circ$ , o que confirma a instabilidade da malha com uma carga puramente capacitiva.

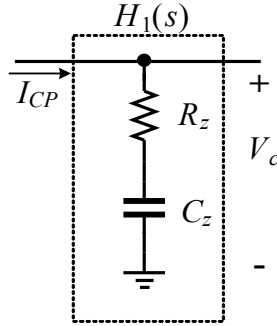
Para garantir a estabilidade do sintetizador é necessário acrescentar um zero na função de transferência no filtro de malha. Para tal, substitui-se a capacidade  $C$  pela série de componentes representada na figura 3.24, cuja impedância equivalente é dada por

$$H_1(s) = \frac{1 + s C_z R_z}{s C_z}, \quad (3.10)$$

que apresenta um pólo na origem e um zero para  $s=1/(R_z C_z)$ .



**Figura 3.23:** Funções de transferência da CP-PLL em malha aberta,  $A(s)$ , e fechada  $S(s)$ :  
(a) amplitude (b) fase.



**Figura 3.24:** Topologia de  $H_1(s)$ .

A expressão da malha aberta da CP-PLL para a topologia  $H_1(s)$  é dada por  $A_1(s)$

$$A_1(s) = \frac{K_{PFD} K_{VCO} (1 + s C_z R_z)}{s^2 C_z N}, \quad (3.11)$$

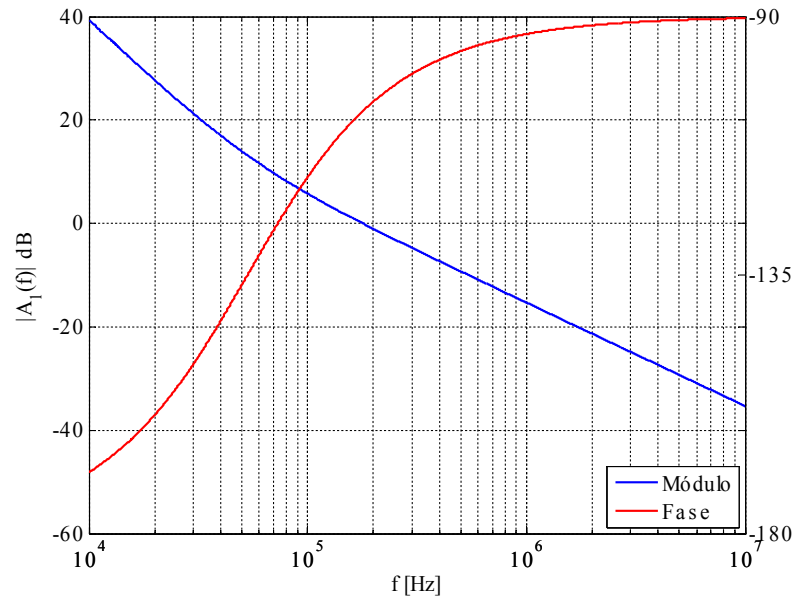
que resulta da substituição da expressão (3.10) sobre (3.6).

A figura 3.25 apresenta o comportamento do módulo e fase de  $A_1(s)$ . Ao comparar o comportamento em malha aberta desta topologia de filtro e a apresentada na figura 3.23, verifica-se que o módulo do ganho apresenta, em ambos os exemplos, um declive de -40dB/dec.

Quando se recorre à topologia  $H_1(s)$ , o declive diminui para -20 dB/dec, em frequências altas, devido ao zero imposto pelo filtro. O valor da frequência do zero é idêntico para a equação em malha aberta e fechada, conforme se verifica em (3.11) e (3.12).

As expressões de cálculo da  $f_{co}$  e  $f_{3dB}$  estão indicadas no anexo B. Para esta topologia e conjunto de valores usados obtêm-se  $f_{co}=179,5$  kHz e  $f_{3dB}=248,8$  kHz. Relativamente ao comportamento em fase verifica-se que o filtro usado conduz à estabilidade da malha garantindo uma margem de fase de 73,5°.





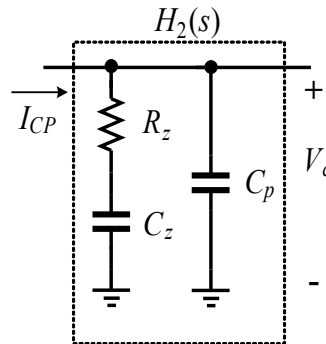
**Figura 3.25:** Função de transferência do módulo e fase de  $A_1(s)$ .

Ao substituir (3.10) em (3.7), obtém-se a função de transferência do sintetizador em malha fechada relativa ao filtro  $H_1(s)$  dada por

$$S_1(s) = \frac{N K_{PFD} K_{VCO} (1 + s C_z R_z)}{s^2 N C_z + s R_z C_z K_{PFD} K_{VCO} + K_{PFD} K_{VCO}}. \quad (3.12)$$

A introdução de um zero no filtro de malha implica que as raízes do denominador da expressão (3.12) se alterem relativamente à expressão (3.9). As raízes são complexas conjugadas, localizadas no semi-plano complexo esquerdo, o que revela a estabilidade do sintetizador para o filtro de malha  $H_1(s)$ .

No entanto, o filtro  $H_1(s)$  pode não ser suficiente para anular a tensão de tremor existente na tensão de comando do VCO, e que produz componentes espúrias no espectro do sinal de saída do sintetizador. Esta característica impõe o acréscimo de um pólo extra para minimizar este efeito. O pólo é obtido pelo condensador  $C_p$  em paralelo com a malha do zero, conforme indicado na figura 3.26, obtendo-se o filtro  $H_2(s)$  [17][61].



**Figura 3.26:** Topologia de  $H_2(s)$ .

A função de transferência do filtro apresentado na figura 3.26 é dada por

$$H_2(s) = \frac{(1 + sC_z R_z)}{s(sR_z C_z C_p + C_z + C_p)}, \quad (3.13)$$

que apresenta um zero idêntico ao filtro  $H_1(s)$  e dois pólos adicionais: na origem e em  $s = -(C_p + C_z)/(R_z C_z C_p)$ . Mantendo os valores usados em  $H_1(s)$  e para um valor de  $C_p = 560$  pF, o filtro de malha  $H_2(s)$  apresenta um pólo adicional à frequência de 1 MHz [66].

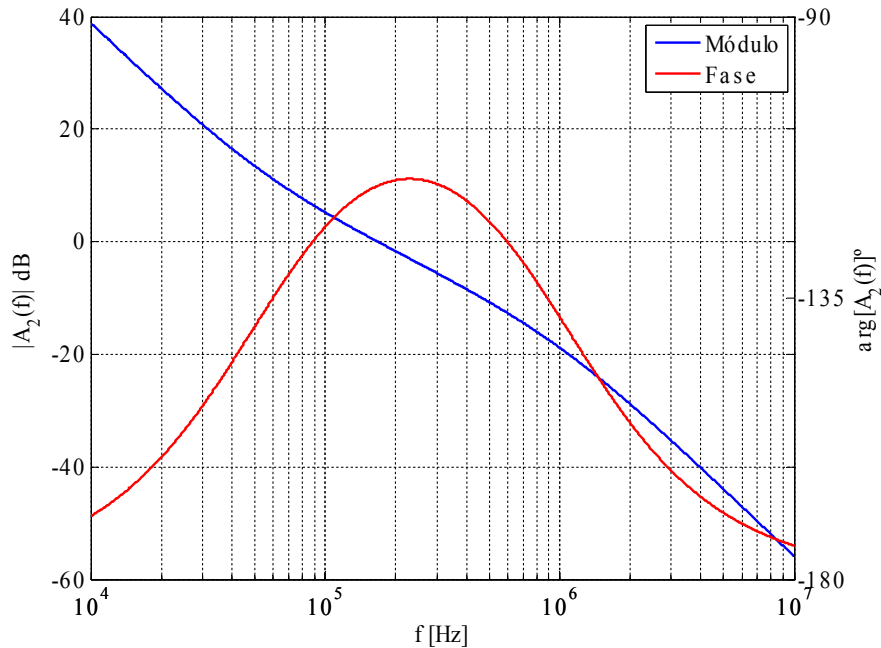
A expressão do sintetizador em malha aberta para o filtro  $H_2(s)$  é dada por  $A_2(s)$ .

$$A_2(s) = \frac{K_{PFD} K_{VCO} (1 + sC_z R_z)}{s^2 N [sR_z C_z C_p + (C_z + C_p)]} \quad (3.14)$$

A expressão (3.14) apresenta três pólos: dois na origem e um terceiro em  $s = -(C_z + C_p)/(R_z C_p C_z)$ , sendo idêntica à localização do pólo do filtro de malha.

O gráfico da função de transferência do módulo do ganho e fase de  $A_2(s)$  encontra-se representada na figura 3.27. Verifica-se que a variação do ganho  $A_2(s)$  é idêntica à de  $A_1(s)$ . No entanto, o declive aumenta para -40 dB/dec para frequências altas, devido à influência do pólo à frequência de 1 MHz.

Ao contrário do estudo realizado para a topologia do filtro  $H_1(s)$ , não é possível apresentar as expressões da  $f_{co}$  e  $f_{-3dB}$  relativas à topologia apresentada na figura 3.26. Este fato prende-se com a complexidade das expressões em causa. Para o filtro  $H_1(s)$  as expressões de cálculo das referidas variáveis são de quarta ordem, no entanto para  $H_2(s)$  são de sexta ordem, conforme se apresenta no anexo B.



**Figura 3.27:** Função de transferência do módulo e fase de  $A_2(s)$ .

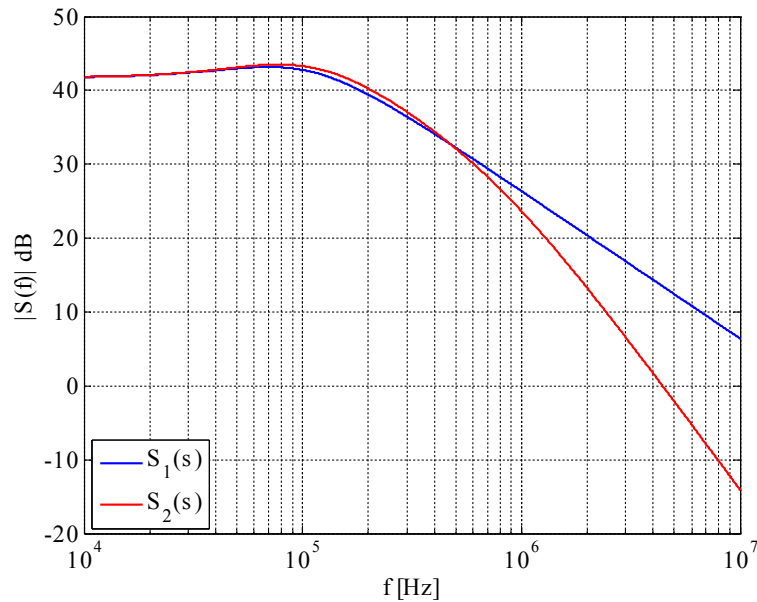
Os resultados obtidos para esta topologia são baseados na análise numérica realizada, que correspondem a  $f_{co}=168,5$  kHz e  $f_{-3dB}=230,4$  kHz. O comportamento em fase de  $A_2(s)$  traduz a introdução do pólo extra a 1MHz, e para  $f_{co}$  verifica-se uma margem de fase de  $63^\circ$ .

A função de transferência da CP-PLL em malha fechada, relativa ao filtro  $H_2(s)$ , é descrita por  $S_2(s)$

$$S_2(s) = \frac{N K_{PFD} K_{VCO} (1 + s C_z R_z)}{(s^3 N C_z R_z C_p + s^2 N (C_p + C_z) + s K_{PFD} K_{VCO} C_z R_z + K_{PFD} K_{VCO})} \quad (3.15)$$

A introdução do pólo extra leva ao aumento do grau do denominador, o que dificulta o estudo analítico da função de transferência (3.15). Como tal, toda a análise relativa a esta função será feita unicamente por via numérica.

A figura 3.28 representa o módulo de  $S_1(s)$  e  $S_2(s)$ , para os filtros de malha  $H_1(s)$  e  $H_2(s)$ , respetivamente. Verifica-se que ambas as funções de transferência apresentam um comportamento idêntico até à frequência de 1 MHz, de onde se conclui que na zona próxima da portadora, para o mesmo valor da frequência do zero, o comportamento de ambas as topologias não apresenta qualquer alteração. A principal diferença faz-se sentir para valores acima de 1 MHz, onde  $H_2(s)$  apresenta uma maior rejeição do sinal de referência.



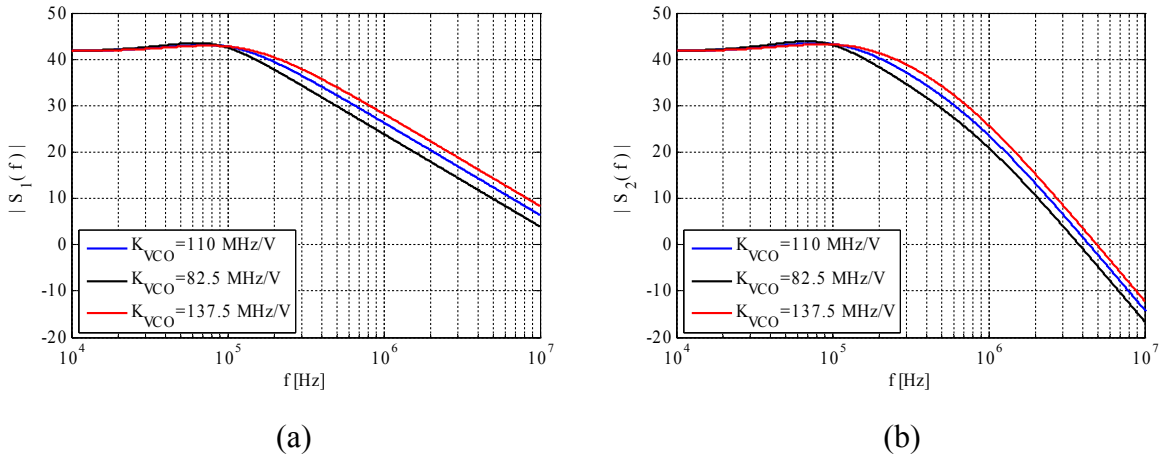
**Figura 3.28:** Função de transferência da CP-PLL em malha fechada com  $S_1(s)$  e  $S_2(s)$ .

### *Estudo da variação dos parâmetros da CP-PLL*

Tendo em conta os parâmetros dos diversos blocos constituintes de um sintetizador de frequência, apresenta-se a comparação do comportamento do módulo de  $S_1(s)$  e  $S_2(s)$ , em malha fechada, para as topologias  $H_1(s)$  e  $H_2(s)$ .

As grandezas que habitualmente estão sujeitas a alteração do seu valor durante o habitual funcionamento do sintetizador são a razão de divisão, por forma a sintonizar a frequência do canal e o ganho do VCO, tendo em conta as caraterísticas deste.

Como primeiro exemplo realiza-se uma variação de 25% em torno do valor nominal de  $K_{VCO}$  para ambas as topologias. Os comportamentos do módulo da amplitude de  $S_1(f)$  e  $S_2(f)$  encontram-se representados na figura 3.29 (a) e (b), respetivamente.

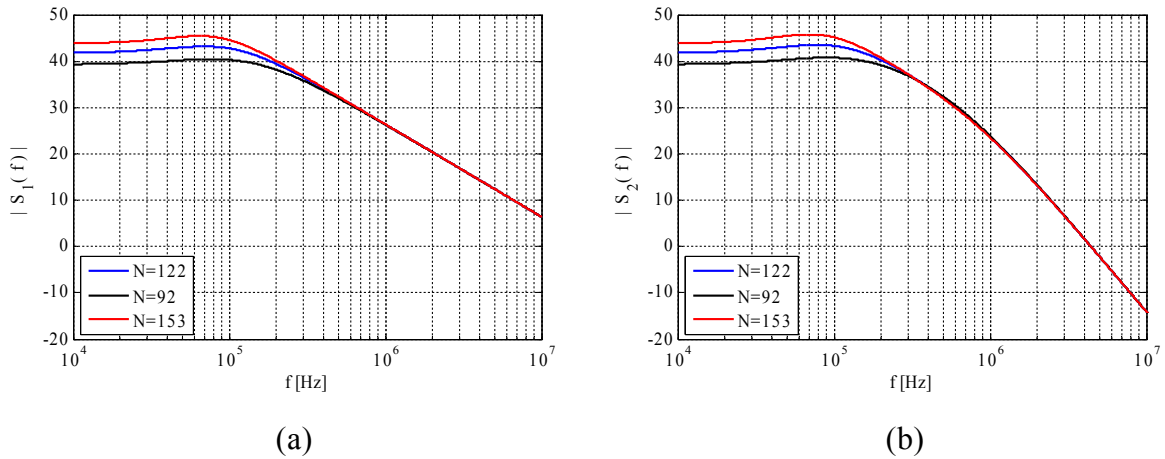


**Figura 3.29:** Módulo do ganho da CP-PLL em malha fechada para uma variação de 25% sobre  $K_{VCO}$ : (a)  $S_1(f)$ ; (b)  $S_2(f)$ .

Verifica-se que o módulo das funções de transferência  $S_1(f)$  e  $S_2(f)$ , até à frequência de 100 kHz, é igual independentemente do valor de  $K_{VCO}$ . Este tipo de comportamento deve-se ao valor do ganho para baixas frequências, que tende para a razão de divisão  $N$ . Com o aumento da frequência, verifica-se que o ganho do VCO tem uma relação direta com a largura de banda do sintetizador; quanto maior for o ganho maior é a largura de banda.

Nas simulações correspondentes a  $S_1(s)$  verifica-se que para o maior e menor valor de  $K_{VCO}$  a largura de banda varia entre 259,8 kHz e 174,9 kHz, respetivamente. Para o sintetizador  $S_2(s)$  verifica-se que, para os mesmos valores de ganho do VCO, a largura de banda varia entre 302,6 kHz e 187,7 kHz. Conclui-se assim que uma variação de 25% no ganho do VCO leva à mesma variação em largura de banda, o que demonstra a importância deste parâmetro na largura de banda do sintetizador.

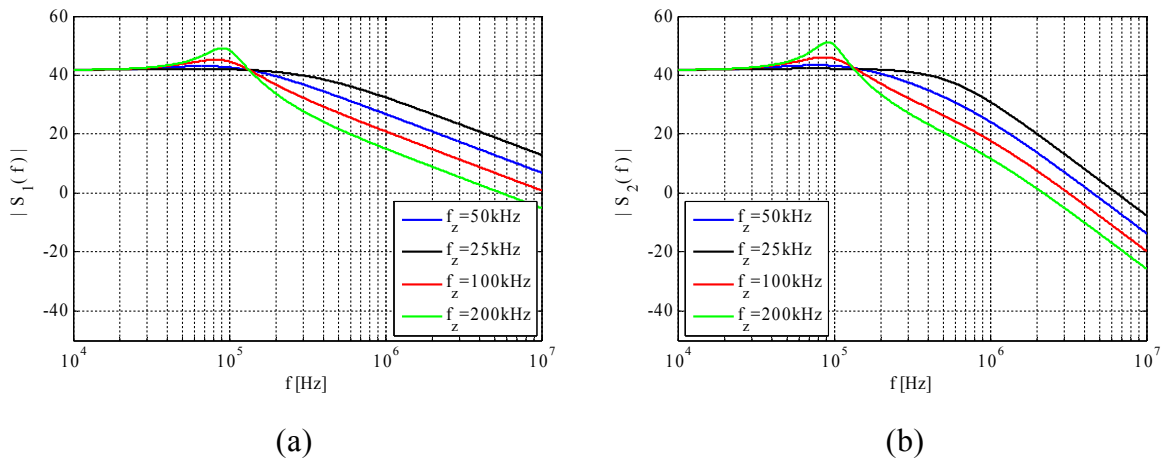
Seguindo o mesmo critério, apresentam-se nas figuras 3.30 (a) e (b) os resultados das simulações em função de  $H_1(s)$  e  $H_2(s)$ , correspondentes a uma variação de 25% da razão de divisão. Pese embora a variação real deste parâmetro seja menor do que a gama apresentada, pretende-se, porém, demonstrar qual o impacto deste no comportamento do sintetizador. Para ambos os filtros, verifica-se que para baixas frequências o valor do ganho varia com a razão de divisão. Para frequências superiores a 300 kHz o valor de  $N$  não apresenta qualquer influência, no entanto para  $S_2(f)$  exibe maior rejeição acima de 1 MHz devido ao pólo.



**Figura 3.30:** Módulo do ganho da CP-PLL em malha fechada, para uma variação de 25% de  $N$ : (a)  $S_1(f)$ ; (b)  $S_2(f)$ .

A frequência do zero do filtro de malha tem influência no numerador e denominador das expressões (3.12) e (3.15). Esta característica impõem restrições na escolha da localização deste zero.

A figura 3.31 (a) apresenta os resultados de simulação relativos à expressão (3.12) para os três valores de frequência de zero apresentados. Com o aumento da frequência do zero, o módulo de  $S_1(f)$  apresenta uma sobre-elevação cujo valor de frequência tende para o valor de ressonância da malha sem zero (95,6 kHz). O mesmo se verifica para a expressão (3.15), representado na figura 3.31 (b). Neste caso o valor da sobre-elevação tende para a ressonância dada pelo paralelo de  $C_p$  e  $C_z$  (93 kHz). A principal divergência entre os resultados apresentados verifica-se para valores superiores à frequência do pólo imposta por  $C_p$ .



**Figura 3.31:** Módulo do ganho da CP-PLL em malha fechada em função da frequência do zero do filtro de malha: (a)  $S_1(s)$ ; (b)  $S_2(s)$ .

Dos resultados obtidos, conclui-se que o valor da frequência do zero do filtro de malha ( $f_z$ ) tem influência direta no módulo da função de transferência, pois impõe uma variação no comportamento do ganho do sintetizador e, conseqüentemente, na largura de banda do mesmo.

### 3.3.3 Análise em Regime Dinâmico

Tendo em conta as exigências das normas de comunicações sem fios respeitantes à velocidade de comutação entre canais, o tempo de estabilização da CP-PLL é um dos parâmetros fundamentais a ter em conta no seu projeto.

A comutação de canal rádio obriga a uma alteração da frequência do sinal de saída da CP-PLL, o que implica alterar o fator de divisão e, conseqüentemente, alterar o regime permanente. Esta ação leva a que o tempo de resposta do sintetizador na mudança de canal não seja instantâneo. Assim torna-se necessário verificar o comportamento deste circuito em regime dinâmico.

Um sintetizador tipo I de segunda ordem, em regime dinâmico, pode ser descrito segundo a equação do controlo [17][61][62],

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.16)$$

Nesta equação, os valores da frequência natural do sistema,  $\omega_n$ , e fator de amortecimento,  $\zeta$ , são descritos segundo as expressões (3.17) e (3.18), respetivamente. Estas são obtidas em função da topologia  $H_1(s)$ , sendo definidas por

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{PFD} K_{VCO}}{N C_z}} \quad (3.17)$$

$$\zeta = \frac{R_z}{2} \sqrt{\frac{K_{PFD} K_{VCO} C_z}{N}} = \frac{R_z C_z}{2} \omega_n \quad (3.18)$$

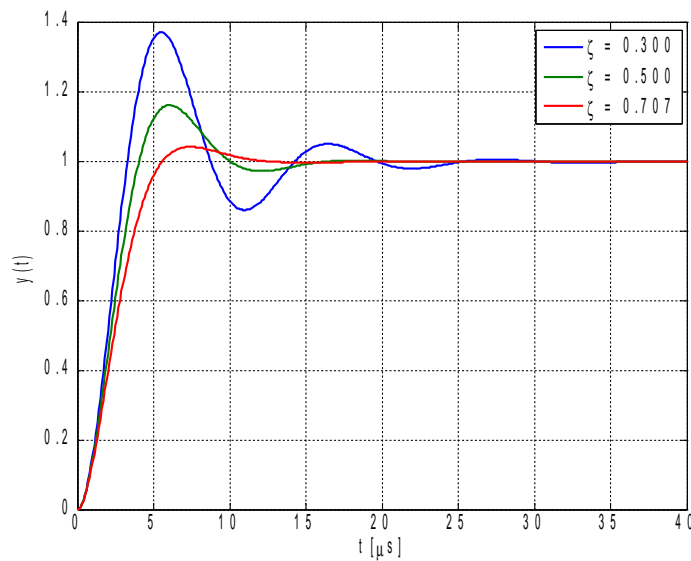
Com o fator de amortecimento menor que a unidade e superior a zero, o sistema é estável com pólos complexos conjugados, e resposta à função escalão,  $u(t)$ , dada por [17]

$$y(t) = \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \cdot \sin\left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \psi\right) \right] u(t), \quad (3.19)$$

com

$$\psi = \arcsen(\sqrt{1-\zeta^2}) \quad (3.20)$$

A figura 3.32 representa graficamente a expressão (3.19) para três  $\zeta$  distintos, onde se assume os seguintes valores:  $K_{VCO}=110$  MHz/V;  $K_{PFD}=4$  mA,  $N=122$  e  $C_z=10$  nF. Considera-se que o fator de amortecimento mais adequado para um sistema de segunda ordem corresponde a  $\zeta=0,707$  [17].



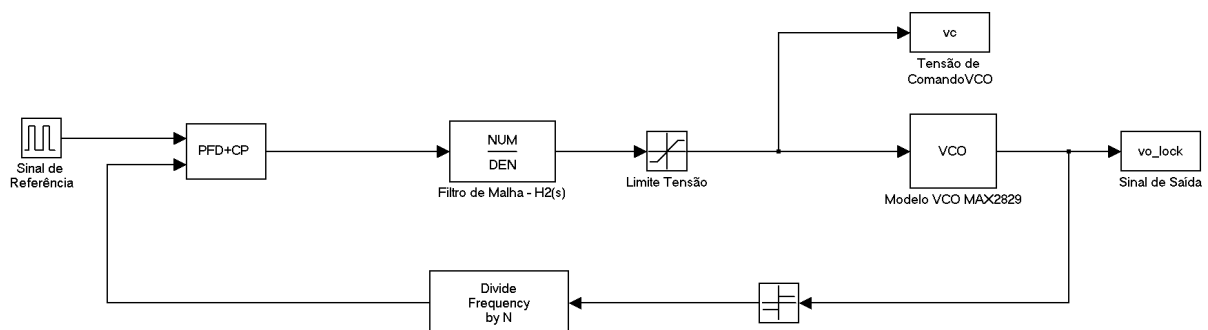
**Figura 3.32:** Resposta ao escalão da CP-PLL com filtro  $H_1(s)$  para diferentes valores de  $\zeta$ .

O trabalho de Gardner apresenta um estudo teórico da estabilidade e resposta transitória da CP-PLL com um filtro de malha idêntico a  $H_2(s)$  [65]. Por forma a obter a resposta em regime dinâmico da CP-PLL, com divisor de frequência, apresenta-se em seguida o modelo desenvolvido em SIMULINK, que permite obter a resposta transitória em função de diversos parâmetros, complementando assim o trabalho de Gardner.

### ***Modelo Desenvolvido em MATLAB/SIMULINK***

O simulador utilizado para testar o sintetizador em regime dinâmico foi desenvolvido no ambiente MATLAB/SIMULINK(R2006), cujo diagrama de blocos se encontra na figura 3.33. Nesta estão representados os blocos correspondentes a uma CP-PLL, de acordo com o modelo apresentado na figura 3.14.

O PFD é implementado segundo o modelo lógico descrito na figura 3.20 (a) [17][63], e o filtro de malha é especificado no domínio da transformada de Laplace. Os valores dos parâmetros do VCO e divisor de frequência estão apresentados na tabela 3.1 [11][66]. A frequência do sinal de referência do modelo apresentado é 20MHz.



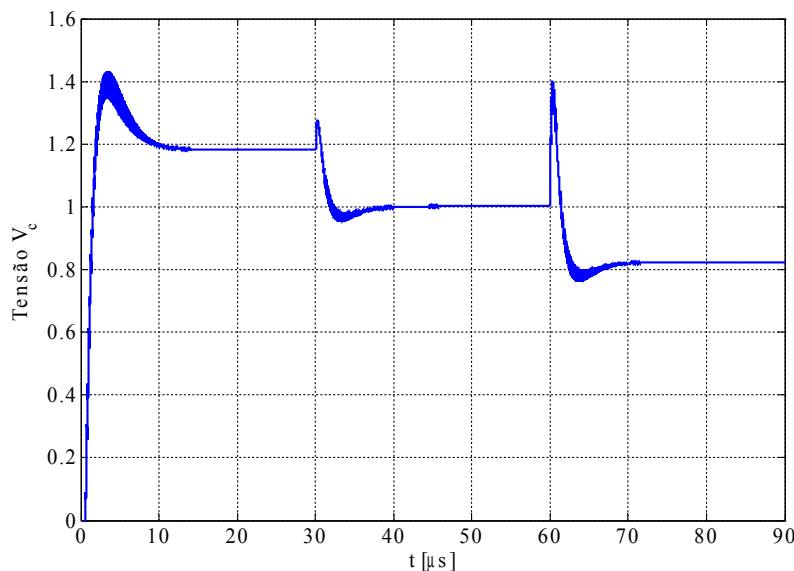
**Figura 3.33:** Modelo do sintetizador de frequência desenvolvido em SIMULINK.

**Tabela 3.1:** Gama de variação dos parâmetros do sintetizador [11].

$V_c$ [V]	0,4	2,3
$K_{VCO}$ [MHz/V]	135	62
$N$	120	124
$f_n$ [GHz]	2,31	
$I_{CP}$ [mA]	4	

A figura 3.34 representa a tensão de comando do VCO,  $V_c$ , resultado da simulação do modelo dinâmico com a topologia do filtro de malha  $H_2(s)$ , constituído pelos componentes  $C_z=10$  nF,  $R_z=300$   $\Omega$  e  $C_p=560$  pF [66]. Com esta simulação pretende-se aferir a forma de onda da tensão de comando do VCO no arranque da CP-PLL e comutação de canal, para determinar o tempo de estabilização.

No intervalo entre 0 a 30  $\mu s$ , o parâmetro  $V_c$  apresenta um tempo de subida de 5  $\mu s$  e um tempo de estabilização de 10  $\mu s$ , para um valor de tensão 1,18 V. Para o valor de  $K_{VCO}$  usado, a frequência do sinal de saída é 2440 MHz, correspondente a  $N=122$ . No instante de simulação de 30  $\mu s$  é realizada a comutação de canal para 2420 MHz, correspondente a  $N=121$ , o que implica a tensão  $V_c=1$  V. Finalmente, aos 60  $\mu s$  é realizada nova comutação com  $N=120$ , que origina uma tensão de comando de 0,818 V correspondente à frequência 2400 MHz.

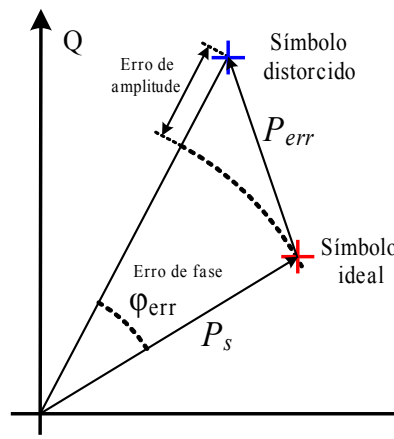
**Figura 3.34:** Evolução da tensão de controlo do VCO para  $N=122$ , 121 e 120.

Verifica-se que para todas as comutações de canal realizadas, o tempo de estabilização é sempre inferior a 10  $\mu s$ , o que se aproxima do tempo de resposta apresentado na figura 3.32 para  $\zeta=0,707$ [11]. Conclui-se assim que o modelo apresentado permite confirmar a estabilidade da CP-PLL para o filtro de malha  $H_2(s)$ .



### 3.4 Funcionamento Não-Ideal da Cadeia de Rádio Frequência

Tendo em conta as características que os sinais modulantes apresentam, conforme descrito na secção 3.2, o funcionamento não ideal da cadeia de RF, bem como o ruído AWGN, poderá existir distorção nos símbolos gerados. O desalinhamento entre o símbolo ideal e distorcido, é descrito recorrendo a uma representação vetorial, conforme representado na figura 3.35, onde se representam os erros de amplitude e fase entre os símbolos.



**Figura 3.35:** Representação vetorial da distorção de um símbolo.

Os erros representados são traduzidos pelo EVM, sendo medido em percentagem desta diferença relativamente à potência média do sinal, conforme expresso por (3.21), onde  $P_{err}$  representa a potência média do erro e  $P_s$  a potência média do sinal.

$$EVM = \frac{\sqrt{P_{err}}}{\sqrt{P_s}} \quad (3.21)$$

É com base neste parâmetro que se quantificam os efeitos das não-idealidades sobre o sinal em banda base. O EVM torna-se útil na caracterização de um sistema rádio, pois é possível, sem decodificar o sinal modulante, quantificar o erro existente entre o sinal obtido e o esperado. A disposição na constelação dos símbolos recebidos permite inferir qual o impacto do funcionamento não ideal dos elementos da cadeia de RF, conforme se descreve nas secções seguintes.

#### 3.4.1 Modulador/Desmodulador - Oscilador Local e Misturador

O oscilador local tem um papel fundamental nas arquiteturas de emissão e de receção em sistemas de telecomunicações, conforme apresentado na secção 3.1. Este é partilhado por ambas, o que revela a importância do impacto das não-idealidades deste bloco no sistema completo.

Considerando que o oscilador tem uma componente de ruído, este vai contaminar o processo de mistura, na cadeia de emissão e na cadeia de receção.

### Ruído de Fase

Tal como foi representado nas topologias indicadas nas figuras 3.2 e 3.3, o oscilador local tem de disponibilizar dois sinais sinusoidais em quadratura. Ao contabilizar as possíveis variações aleatórias nas diversas variáveis, a descrição matemática associada ao sinal do oscilador é dada por

$$c(t) = A_c(t) e^{-j[2\pi f_c t + \phi_{err}(t)]} \quad (3.22)$$

O parâmetro  $A_c(t)$  corresponde à variação aleatória da amplitude do sinal,  $f_c$  à frequência da portadora e  $\phi_{err}(t)$  à variação da fase do sinal  $c(t)$ .

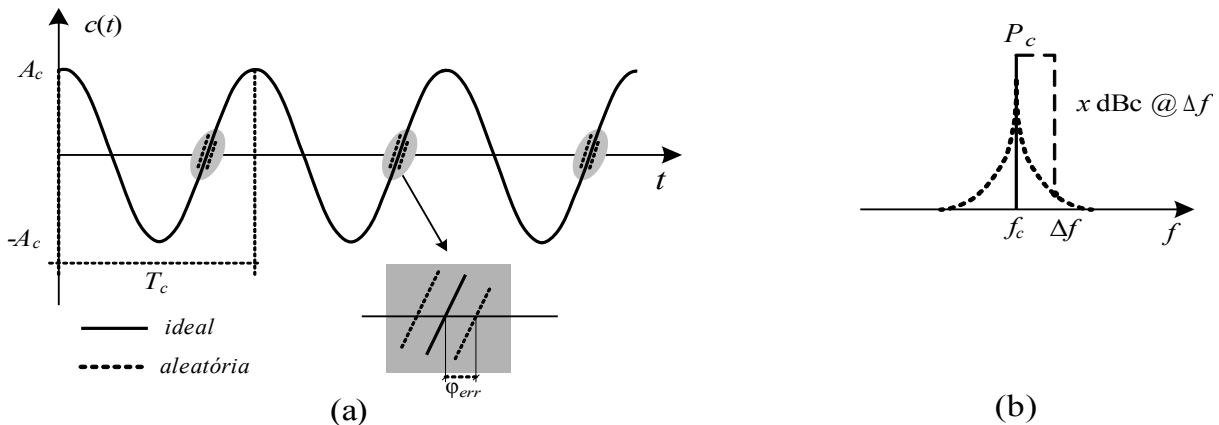
O ruído de amplitude pode ser desprezado face ao ruído de fase. Esta aproximação é válida uma vez que o oscilador tem uma forma de funcionamento que tende a estabilizar a amplitude [13][17]. Assim, qualquer perturbação na amplitude do sinal converge para a amplitude constante de valor  $A_c$ .

Para variações de  $\phi_{err}(t)$  muito menores do que 1 rad/s, a expressão (3.22) pode reescrever-se segundo a expressão (3.23), que corresponde a uma modulação de fase em banda estreita da portadora,

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) - j A_c \phi_{err}(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3.23)$$

Este tipo de ruído caracteriza-se por produzir variações aleatórias na fase do sinal produzido ao longo do tempo. Este fenómeno implica que a passagem por zero do sinal deixe de se verificar sempre em  $t_0 + nT_c$ , conforme se exemplifica na figura 3.36 (a). Esta incerteza na passagem por zero provoca erros na temporização do sistema, dando origem à geração de incerteza na decodificação do sinal digital, tendo como consequência um ângulo de erro associado, usualmente designado na literatura por *jitter* [18].

A portadora com ruído de fase encontra-se representada na figura 3.36 (b). O ruído é medido relativamente à potência máxima do oscilador,  $P_c$ , e referenciada a uma dada frequência de afastamento,  $\Delta f$  [17].

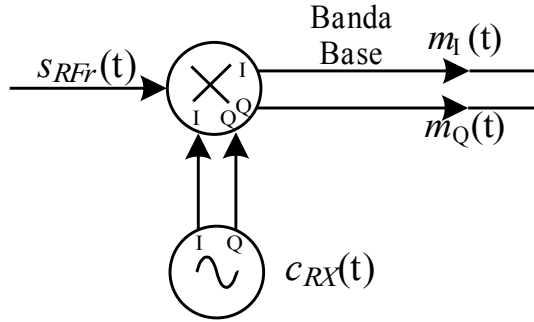


**Figura 3.36:** Representação de um sinal sinusoidal com variações aleatórias de fase: (a) tempo; (b) espectro de amplitude .

Considere-se a expressão do sinal à saída do emissor dada por (3.1). Por forma a simplificar a exposição, assume-se que o ruído de fase no emissor é negligenciável, sendo só considerado no processo de desmodulação, de acordo com a figura 3.37. O sinal na entrada do desmodulador é dado por

$$s_{RFr}(t) = m_I(t) \cos(\omega_o t) + m_I(t) j \sin \cos(\omega_o t), \quad (3.24)$$

sendo que a portadora, com ruído de fase, é dada pela expressão (3.22).



**Figura 3.37:** Desmodulador IQ: oscilador local com ruído de fase.

O sinal desmodulado,  $m_{rx}(t)$ , é dado pela expressão

$$m_{rx}(t) = m_I(t) \cos(\omega_o t) c_{RX}(t) + m_Q(t) j \sin \cos(\omega_o t) c_{RX}(t). \quad (3.25)$$

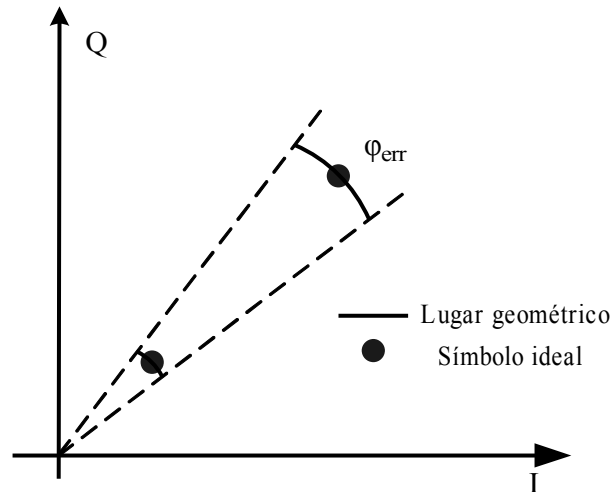
Ao desenvolver a expressão anterior e aplicar os filtros passa baixo de receção obtém-se a expressão

$$m_{rx}(t) = \frac{1}{2} m_I(t) \{ \cos[\varphi_{err}(t)] + \sin[\varphi_{err}(t)] \} + j \frac{1}{2} m_I(t) \{ \cos[\varphi_{err}(t)] - \sin[\varphi_{err}(t)] \} \quad (3.26)$$

Assumindo que  $\varphi_{err}(t) < 1 \text{ rad/s}$ , realizam-se as seguintes simplificações:  $\cos(\varphi_{err}(t)) \approx 1$  e  $\sin(\varphi_{err}(t)) \approx \varphi_{err}(t)$ , de onde se obtém

$$m_{rx}(t) = \frac{1}{2} m_{Ir}(t) [1 + \varphi_{err}(t)] + j \frac{1}{2} m_{Qr}(t) [1 - \varphi_{err}(t)]. \quad (3.27)$$

Verifica-se que, à parte do fator  $\frac{1}{2}$ , o sinal desmodulado, sob o efeito do ruído de fase do oscilador local, corresponde ao próprio sinal afetado com a componente de erro multiplicativa proporcional ao valor de  $\varphi_{err}(t)$ . Daqui se demonstra a característica multiplicativa do ruído de fase sobre o sinal desmodulado. Este ruído provoca uma alteração no lugar geométrico dos símbolos descodificados. A figura 3.38 representa, para dois símbolos diferentes, o efeito do ruído de fase em cada um.

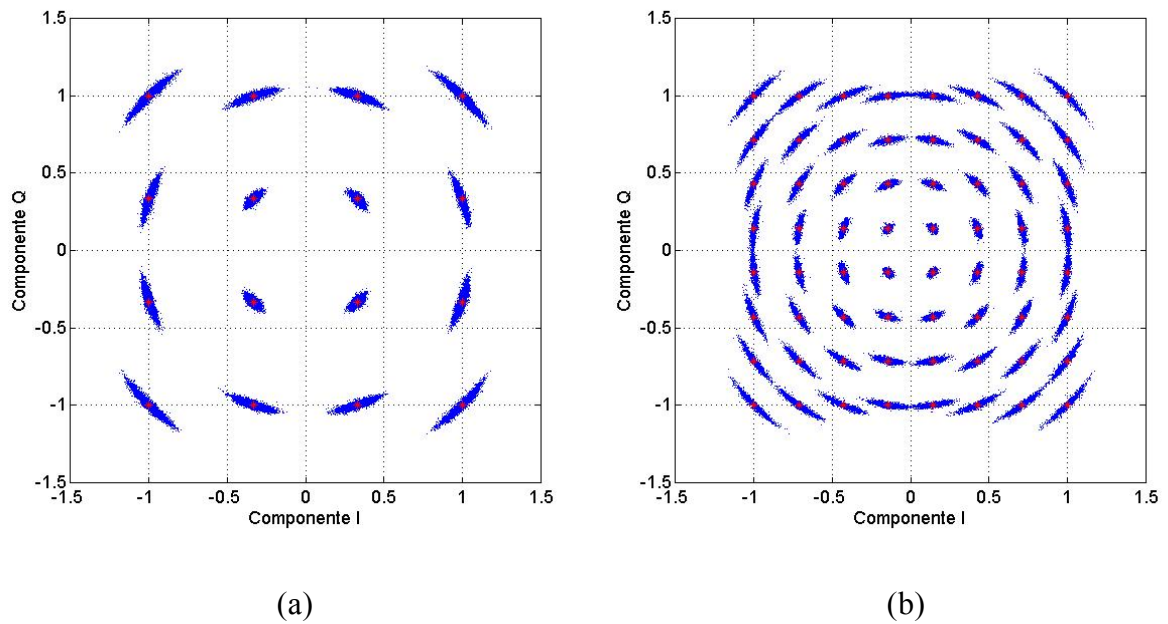


**Figura 3.38:** Variação de dois símbolos na constelação provocado pelo efeito do ruído de fase do oscilador local.

Embora o valor de  $\varphi_{err}$  seja igual para os símbolos com menor e maior potência, são estes últimos que estão mais sujeitos a uma detecção incorreta, pois o arco correspondente ao lugar geométrico em torno do símbolo ideal é maior, relativamente aos símbolos de menor potência.

Por forma a comparar as consequências das não idealidades do bloco RF, apresentam-se os resultados do simulador desenvolvido em MATLAB/SIMULINK, apresentado no anexo A.1 para 10000 símbolos e um fator de *roll-off* de 0,2 para o filtro *square root raised cosine*.

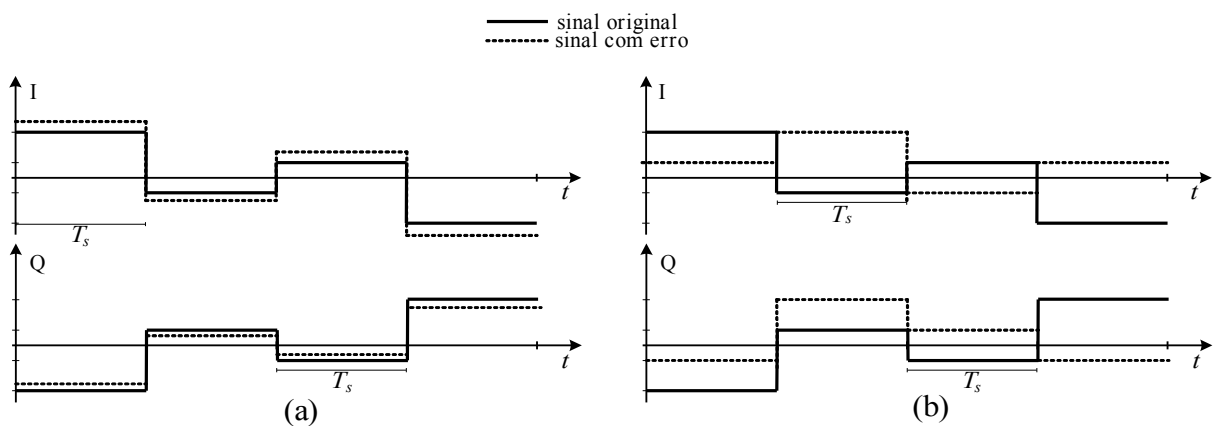
A figura 3.39 apresenta as constelações recebidas de um sinal afetado unicamente por ruído de fase com potência de -85 dBc para um afastamento à portadora de 100 kHz. Nestas condições, o valor de EVM, para ambas as constelações, é de 5,78 %. Verifica-se que este valor é independente da ordem da constelação, já que o mesmo é normalizado em função da potência média do sinal, conforme indicado na expressão (3.21) [6].



**Figura 3.39:** Efeito do ruído de fase com -85 dBc/Hz para um afastamento da portadora de 100 kHz: (a) 16QAM; (b) 64QAM.

### *Erro de Amplitude e Fase*

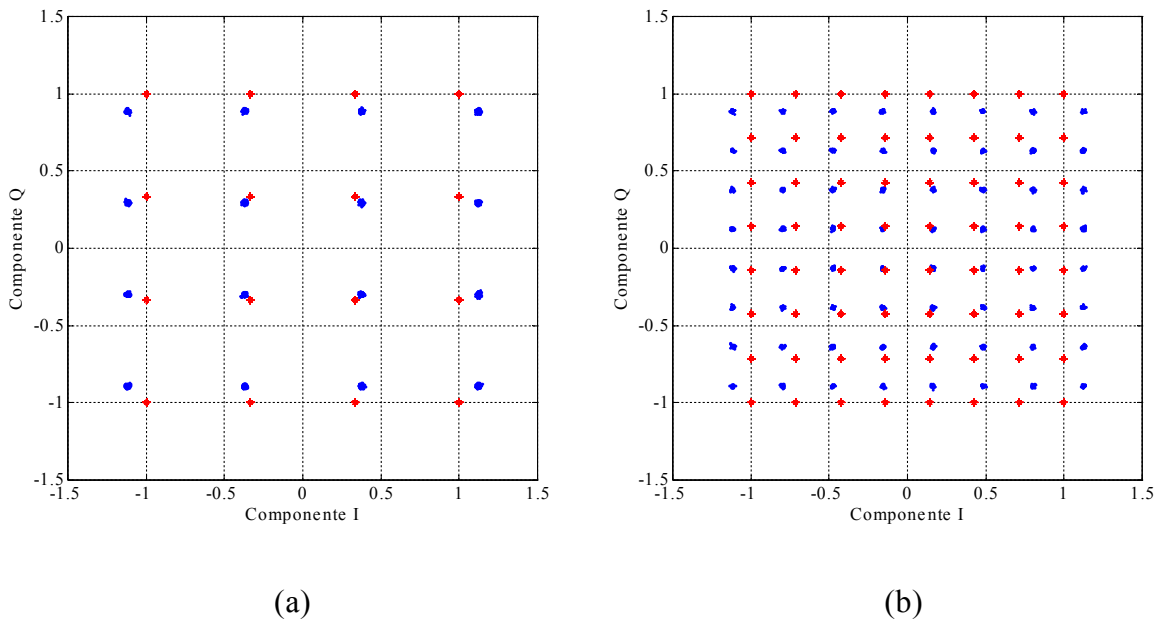
Tendo em conta as características de um sinal IQ, é importante manter o equilíbrio de amplitude e fase no processo de conversão em frequência, realizado em conjunto pelo oscilador local e misturador, para não provocar distorção dos símbolos. As figuras 3.40 (a) e (b) representam o desequilíbrio de amplitude e fase, respetivamente.



**Figura 3.40:** Exemplos de desequilíbrio IQ do misturador: (a) amplitude; (b) fase.

Embora se apresente de forma separada, qualquer variação de amplitude num dos ramos do processo de mistura leva a que exista um erro de amplitude e fase. Note-se que a formação das constelações depende do valor da amplitude de cada um dos ramos IQ, cuja fase resultante do símbolo está diretamente relacionada com a amplitude dos impulsos gerados.

O efeito do desequilíbrio de amplitude em 2 dB do misturador encontra-se representado nas figuras 3.41 (a) e (b) para as constelações 16QAM e 64QAM, respetivamente. O valor de EVM em ambos os casos é 2,76 %. Embora o valor de 2 dB seja elevado, pretende-se demonstrar o efeito deste desequilíbrio, o que para valores mais baixos não seria perceptível.

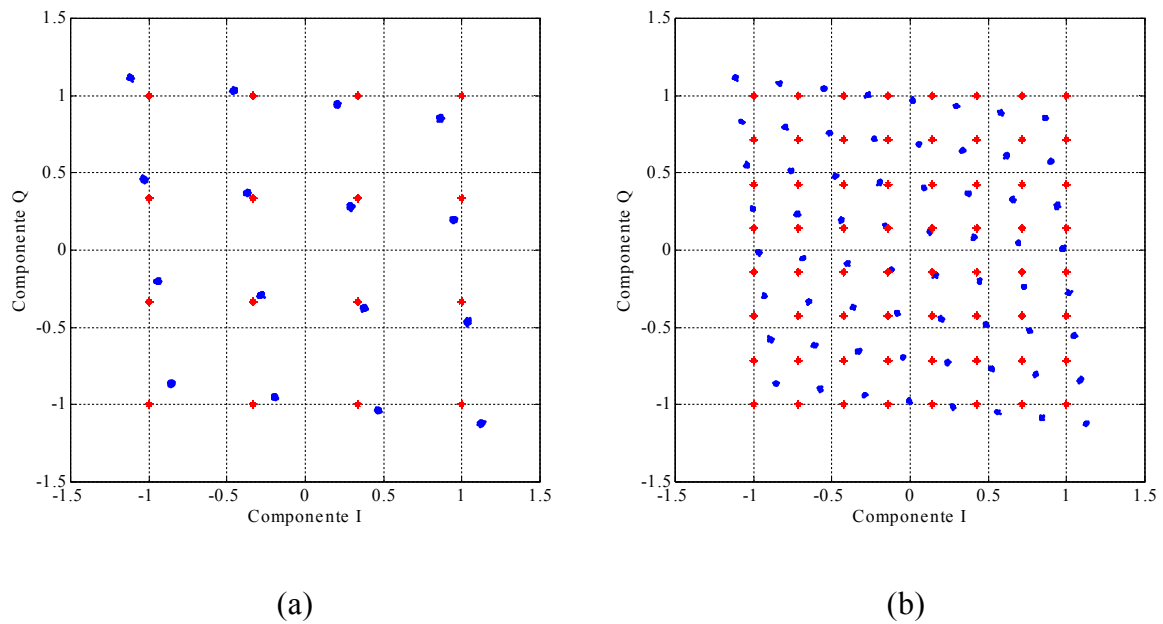


**Figura 3.41:** Exemplo de desequilíbrio de ganho: (a) 16QAM; (b) 64QAM.

O erro de quadratura do misturador correspondente a  $15^\circ$  e está representado nas figuras 3.42 (a) e (b) para as constelações 16QAM e 64QAM, respetivamente. Neste caso o valor do EVM é de 2,9 %.

Os efeitos não-ideais do misturador têm sido minimizados com a implementação do mesmo em tecnologias monolíticas, os quais são corrigidos com recurso a técnicas de processamento de sinal em banda base [17]. Um método para realizar esta compensação consiste em determinar a potência dos sinais nos ramos IQ. Ao normalizar cada um dos sinais pela raiz da potência obtida, é possível compensar os referidos desequilíbrios [6].

O valor da BER obtido, para as condições de simulação apresentadas nas figuras 3.41 e 3.42 não é quantificável devido ao número de símbolos usado.

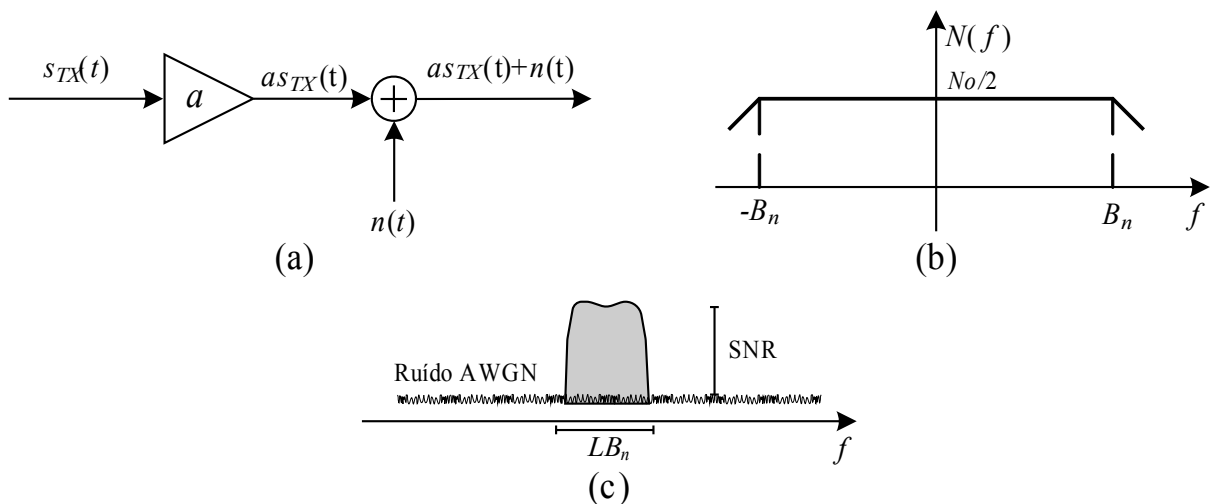


**Figura 3.42:** Exemplo do erro de quadratura: (a) 16QAM; (b) 64QAM.

### 3.4.2 Contaminação com ruído branco aditivo Gaussiano - AWGN

Os sinais RF rádio disponibilizados pelo emissor, ao passarem por toda a cadeia de transmissão são afetados com ruído aditivo AWGN [58].

A figura 3.43 (a) representa o modelo da cadeia de transmissão no qual estão indicados os efeitos da atenuação e ruído AWGN sobre o sinal transmitido. O parâmetro  $a$  corresponde à atenuação ao longo da cadeia de transmissão. O sinal  $n(t)$  representa o ruído aditivo, que apresenta uma distribuição de amplitude gaussiana ao longo do tempo, e uma densidade espectral de potência constante com a frequência,  $N_0/2$ , conforme indicado na figura 3.43 (b).



**Figura 3.43:** Ruído AWGN: (a) modelo sistémico; (b) densidade espectral de potência; (c) canal recebido afetado por ruído AWGN (espetro).

Devido às baixas potências que os sinais apresentam na entrada da cadeia RF de recepção, o ruído AWGN impõe uma degradação nos mesmos. Esta degradação é quantificada pela SNR, que indica a relação entre a potência do sinal recebido e a potência do ruído, quantificada nos limites da largura de banda do canal rádio, conforme apresentado na figura 3.43 (c).

### Sensibilidade do EVM e BER à variação da SNR

De acordo com a expressão (3.21), na presença de AWGN como única fonte de ruído, o valor de EVM depende da SNR segundo a expressão (3.28). Assim, estima-se o valor da SNR em função dos sinais IQ desmodulados, sem recorrer a um analisador espectral, conforme apresentado no trabalho [6].

$$\text{EVM} = \frac{\sqrt{P_n}}{\sqrt{P_s}} = \frac{1}{\sqrt{\text{SNR}}} \quad (3.28)$$

A taxa de erros de bit, BER, é determinada por expressões que dependem da SNR e, conseqüentemente, em função de determinada codificação digital [57]. Admitindo codificação com código de *Gray*, o valor de SER em função do BER é obtido em função do número de símbolos  $M$ ,

$$\text{SER} = \text{BER} \cdot \log_2(M) . \quad (3.29)$$

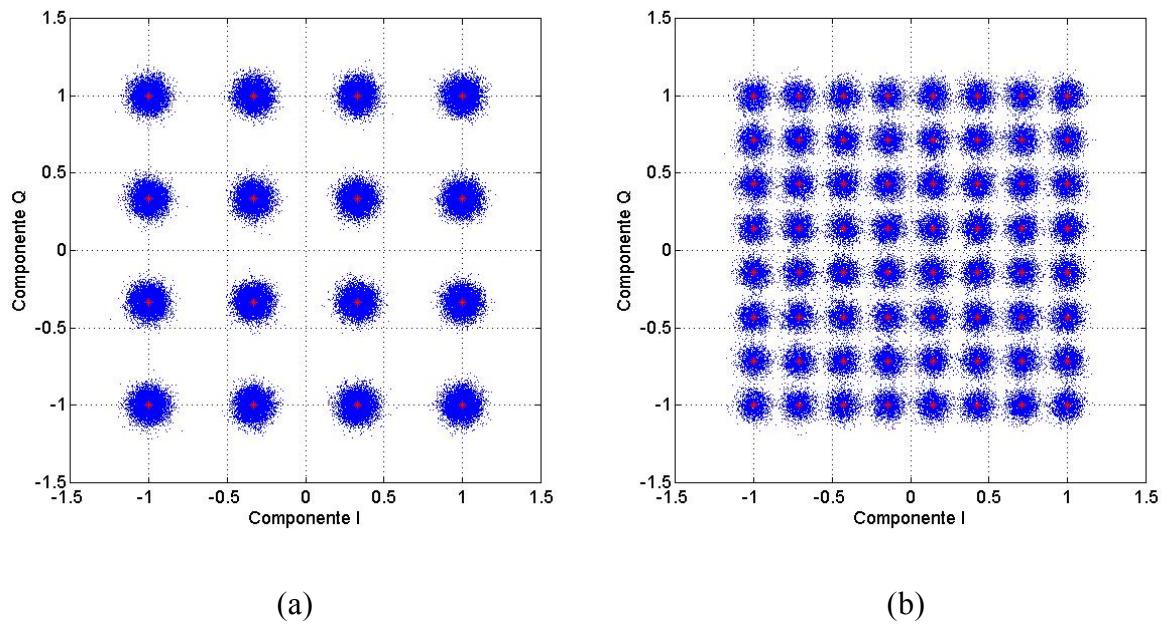
À semelhança dos resultados apresentados na secção 3.4.1 referentes ao ruído de fase, recorre-se ao simulador desenvolvido para obter os valores de EVM e BER. Estes parâmetros são obtidos mediante dois cenários de simulação: ruído AWGN com oscilador ideal, e ruído AWGN com oscilador com ruído de fase.

As figuras 3.44 (a) e (b) representam as constelações 16QAM e 64QAM, respetivamente, sob o efeito do ruído AWGN com SNR de 22,5 dB e oscilador ideal. O EVM, para ambas as constelações é de 7,5 %, validando a expressão (3.28), pois este parâmetro depende apenas do valor de SNR e não da ordem da constelação, conforme indicado na secção 3.4.1.

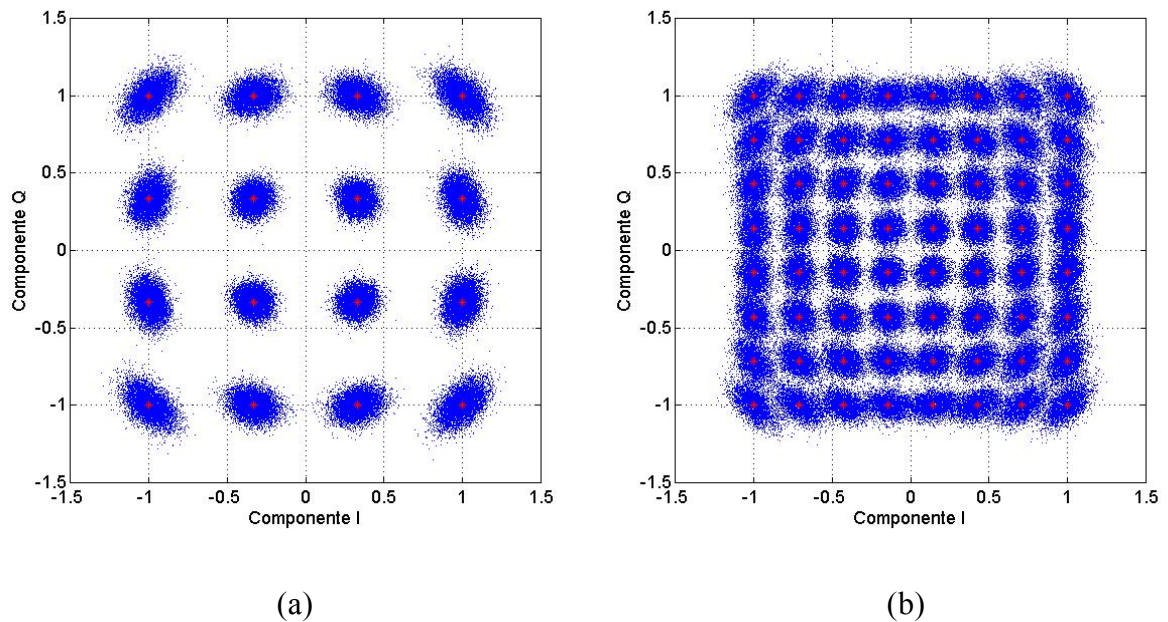
Após a descodificação dos símbolos da constelação 64QAM o valor de BER obtido é  $10^{-3}$ . Para a constelação 16QAM atingir o mesmo valor de BER, a SNR é 16,5 dB, para a mesma potência média do sinal modulante. Esta diferença de 6 dB na SNR está relacionada com a distância entre os símbolos da constelação, já que em 64QAM a distância entre os mesmos corresponde a metade da distância dos símbolos em 16QAM. Assim sendo, ao diminuir a SNR em 6 dB o valor do EVM duplica.

As figuras 3.45 (a) e (b) representam o efeito conjunto do ruído de fase do oscilador e AWGN nas constelações 16QAM e 64QAM, respetivamente. Estas são obtidas para um valor de SNR do canal de 22,5 dB e ruído de fase de -85 dBc para um afastamento da portadora de 100 kHz.





**Figura 3.44:** Efeito do ruído AWGN com SNR=22,5 dB com oscilador ideal: (a) 16QAM; (b) 64QAM.

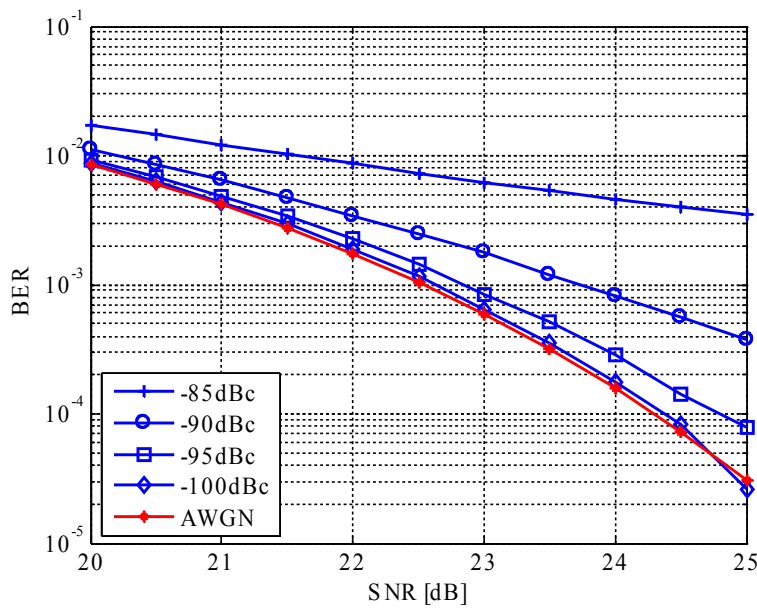


**Figura 3.45:** Efeito conjunto do ruído de fase e AWGN: (a) 16QAM; (b) 64QAM.

Para os valores de SNR e ruído de fase indicados, obtém-se o valor de EVM, para ambas as constelações, de 9,5 %. O valor de BER para 16QAM é  $1,23 \times 10^{-5}$  e para 64QAM corresponde a  $7,3 \times 10^{-3}$ . Ao comparar estes valores com os obtidos apenas com ruído branco, verifica-se que o EVM permanece constante para ambas as codificações, mas o valor da BER aumenta. Esta consequência está relacionada com o efeito multiplicativo do ruído de fase, conforme demonstrado pela expressão (3.27). O aumento da ordem da constelação leva a que os símbolos com maior potência sejam mais afetados.

Na figura 3.46 apresenta-se a variação da BER para quatro valores distintos de potência do ruído de fase, para um afastamento da portadora de 100 kHz, relativos à constelação 64QAM. Note-se que, comparativamente ao sistema afetado apenas com AWGN, o valor da BER aumenta com o aumento da potência do ruído de fase, o que confirma o impacto deste nas métricas de banda base. Verifica-se que perante valores elevados de ruído de fase, o aumento do SNR não é benéfico.

Mediante estes resultados, concluiu-se que é uma mais valia para o estudo e caracterização de sistemas rádio, baseado na constelação, obter uma relação direta entre o ângulo de erro e o espectro do sinal gerado pelo oscilador local, tendo como referência os parâmetros de banda base.



**Figura 3.46:** Curvas de BER para 64QAM para -85 dBc/Hz, -90 dBc/Hz, -95dB/Hz e -100dBc/Hz para um afastamento da portadora de 100kHz.

### 3.5 Sumário e Discussão

Neste capítulo realizou-se uma abordagem macroscópica de um sistema de comunicação bidirecional, onde se descreveu o papel do oscilador local nas cadeias RF de emissão e receção. Apresentaram-se duas técnicas de modulação para sinais com conteúdo digital, onde se enquadraram os sinais IQ, gerados pelo processador de banda base, nos blocos de emissão e receção.

Optou-se por recorrer da topologia CP-PLL, que foi analisada em regime linear, em função dos seus blocos constituintes. Do estudo apresentado, verificou-se que o ganho do VCO, razão de divisão  $N$  e a topologia do filtro de malha, influenciam o comportamento da função de transferência da CP-PLL. Destes três blocos, dois

apresentam maior impacto: divisor de frequência e filtro de malha. O valor da razão de divisão,  $N$ , faz variar o ganho da CP-PLL em baixas frequências. Como este parâmetro se encontra no numerador da função de transferência, quanto maior a razão de divisão, maior o ganho. Relativamente ao filtro de malha, a localização da frequência do zero influencia a largura de banda da CP-PLL. Assim, a escolha dos valores de  $R_z$  e  $C_z$  são preponderantes no correto dimensionamento do oscilador local.

Implementou-se o modelo dinâmico da CP-PLL em MATLAB/SIMULINK (R2006). Este modelo permitiu testar a estabilidade e tempo de aquisição da CP-PLL, para o filtro de malha  $H_2(s)$ . Os valores usados na simulação são baseados no rádio MAX2829 [11].

Para enquadrar os efeitos das não-idealidades da cadeia de RF nos sinais modulantes de conteúdo digital, descreveu-se o impacto nas constelações. Apresentou-se o efeito do ruído de fase e ruído AWGN nos símbolos da constelação do sinal desmodulado. Aferiu-se a degradação deste sinal e o impacto das não-idealidades nas métricas de banda base: EVM, SNR e BER.

O EVM revelou-se a métrica mais adequada para a caracterização deste trabalho, pois, sem decodificar o sinal recebido, é possível estimar o impacto que o ruído de fase do oscilador local impõe no sinal IQ desmodulado [6]. Outra mais valia no recurso ao EVM está relacionada com a independência deste valor relativamente à ordem da constelação.

Conclui-se que o ruído de fase do oscilador local degrada o sinal desmodulado, sendo uma mais valia a sua caracterização não apenas a um dado afastamento da portadora, mas sim numa largura de banda pré-definida. Para tal, tira-se alteram-se os parâmetros configuráveis da CP-PLL, mais concretamente as frequências do pólo e zero dos filtro de malha. A influência destes parâmetros e método para minimizar o ruído de fase encontram-se descritos no capítulo 4.



## 4 Caracterização e Otimização do Ruído de Fase em Sistemas Rádio

Neste capítulo caracteriza-se o ruído de fase do oscilador local e estima-se o impacto deste ruído no canal desmodulado. O objetivo é estabelecer uma relação entre as métricas usadas em RF e banda-base, com o intuito de otimizar (minimizar) o ruído de fase. Para tal, recorre-se ao modelo linear do sintetizador de frequência apresentado na secção 3.3 baseado na topologia CP-PLL [7][8]. Definem-se as relações CPNR e SPNR para quantificar o ruído de fase, sendo a primeira obtida em função da CP-PLL isolada, e a segunda através da análise do canal rádio após o processo de desmodulação por um oscilador com ruído de fase [10].

A definição da relação CPNR permite estabelecer um modelo de simulação para um oscilador com ruído de fase, que, embora simples, traduz a influência do referido ruído no canal desmodulado. A relação SPNR é estimada para dois tipos de filtragem de canal: ideal e *raised cosine*. Compara-se o valor de CPNR com os valores de SPNR obtidos para os dois tipos de canais indicados.

É proposto o modelo para simulação do oscilador local. Este modelo permite configurar diversos parâmetros tais como: densidade espectral de potência, potência total do ruído e largura de banda do mesmo. O referido modelo é usado nos simuladores de portadora única e OFDM apresentados no anexo A.

Com base no modelo proposto, e para ambas as técnicas de modulação de sinais com conteúdo digital, é proposta a otimização do ruído de fase baseada no filtro de malha da CP-PLL.

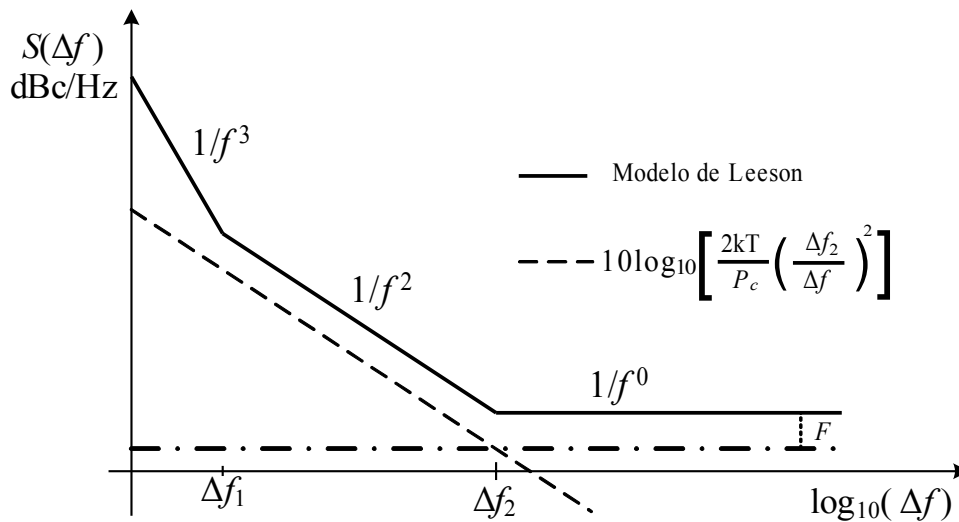
## 4.1 Análise Espectral do Ruído de Fase

### 4.1.1 Osciladores em Malha Aberta

A descrição do ruído de fase de osciladores em malha aberta continua a ser um objeto de estudo, conforme apresentado no capítulo 2. Das diversas publicações existentes destacam-se duas, que são tidas como referência: Leeson [12] e Hajimiri/Lee [13].

O modelo semi-empírico apresentado por Leeson, baseia-se num oscilador isolado em regime permanente, o qual se comporta como um sistema linear e invariante no tempo, cuja expressão assintótica do ruído de fase é dada pela expressão (4.1) [12]. Esta expressão traduz três zonas distintas para diversos afastamentos da portadora, conforme representado na figura 4.1 com a linha a cheio.

$$S(\Delta f) = 10 \log_{10} \left[ \frac{2FkT}{P_c} \left( 1 + \frac{\Delta f_2^2}{\Delta f^2} \right) \left( 1 + \frac{\Delta f_1}{|\Delta f|} \right) \right] \quad (4.1)$$



**Figura 4.1:** Densidade espectral de potência do ruído de fase em função do afastamento à portadora.

Para afastamentos da portadora inferiores a  $\Delta f_1$ , a densidade espectral de ruído de fase apresenta um declive de -30dB/dec, correspondente à modulação do ruído  $1/f$  com -20dB/dec. Entre  $\Delta f_1$  e  $\Delta f_2$  o ruído apresenta um declive de -20dB/dec devido ao comportamento integrador do oscilador.

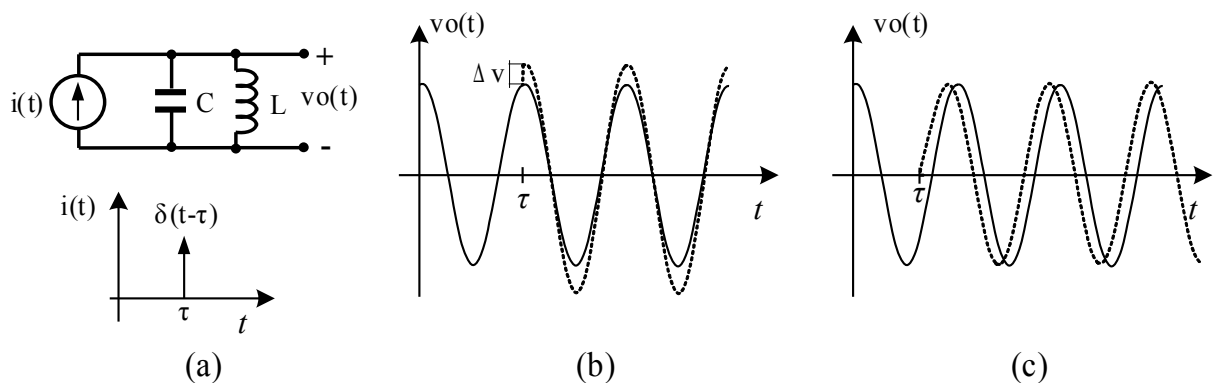
Para afastamentos da portadora superiores a  $\Delta f_2$  o ruído tende para um valor constante, equivalente a  $2FkT/P_c$ . Este comportamento provém do ruído branco adicionado pelos circuitos seguidores de fonte usados para isolar o circuito ressonante de outros dispositivos[13]. Os equipamentos de medida usados na caracterização dos osciladores apresentam um limite mínimo de patamar de ruído. Este limite impõe o valor de afastamento da portadora acima do qual exibe um valor constante.

Leeson conclui, com base na expressão (4.1), que para minimizar o ruído de fase num oscilador isolado é necessário maximizar a potência do sinal de saída, bem como o fator de qualidade da malha ressonante. No entanto, o fator de qualidade da malha ressonante está limitado ao fator de qualidade das bobinas, que depende da tecnologia usada na realização do circuito. Isto implica que, um oscilador realizado em duas tecnologias de fabrico distintas, pode apresentar valores de ruído de fase diferentes.

Hajimiri/Lee retomam o estudo do ruído de fase iniciado por Leeson [12]. O novo modelo proposto tem por base a caracterização do oscilador como um sistema linear e variante no tempo [13], onde é aplicado, na malha ressonante LC, um impulso de corrente. Deste modo determinam a forma de onda de tensão, conforme representado na figura 4.2 (a). O instante em que o referido impulso (distúrbio) é aplicado à malha ressonante LC irá impor dois comportamentos distintos na tensão de saída do oscilador.

Quando o impulso aplicado à malha LC coincide com o pico de tensão do sinal de saída, este apresenta um acréscimo de  $\Delta v$ . No entanto, os instantes de passagem por zero mantêm-se iguais, conforme se representa na figura 4.2 (b). Se o impulso de corrente não coincidir com a passagem por zero no sinal de saída, a fase do mesmo é alterada, conforme representado na figura 4.2 (c).

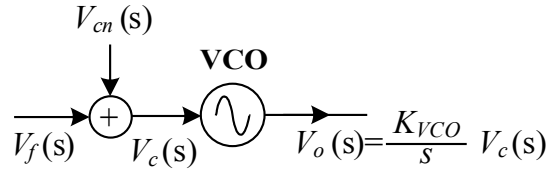
Dependendo do instante em que o impulso é aplicado, o erro de fase em relação ao sinal original varia, apresentando o valor máximo para o caso representado. Daqui se conclui que o oscilador em estudo pode ser descrito como um sistema variante no tempo (a resposta exata depende do instante temporal em que o sinal de entrada é aplicado).



**Figura 4.2:** Tensão de saída do oscilador vs instante do distúrbio de corrente [13].

Verifica-se que, após os distúrbios provocados na malha ressonante, o oscilador permanece com a mesma frequência de oscilação. Esta característica permite realizar uma análise linear do oscilador baseada apenas na resposta impulsional [13]. Embora o estudo realizado por Hajimiri/Lee tenha em conta fenómenos variantes no tempo, as conclusões são semelhantes às de Leeson no que diz respeito à descrição do comportamento do ruído de fase. Note-se que em ambos os trabalhos os autores têm em conta osciladores isolados e não VCO.

A figura 4.3 representa a abordagem usada nesta tese para descrever o modelo linearizado do VCO com ruído referenciado na tensão de comando,  $V_c(s)$ , dada por  $V_c(s)=V_f(s)+V_{cn}(s)$ . A tensão proveniente do filtro de malha é dada por  $V_f(s)$  e  $V_{cn}(s)$  corresponde à tensão de ruído com distribuição Gaussiana de amplitudes [7][8]. É com base neste modelo que se vai estimar a influência do ruído de fase do VCO quando está incluído numa CP-PLL, conforme se apresenta na secção seguinte.

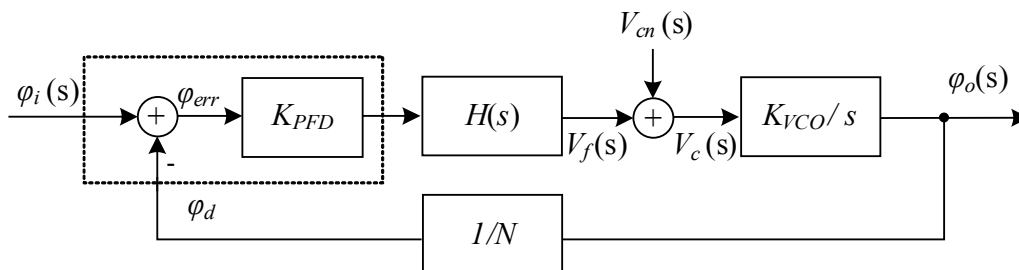


**Figura 4.3:** Modelo linearizado do VCO com ruído referenciado na tensão de comando.

### 4.1.2 Sintetizador de Frequência Baseado na Topologia CP-PLL

Nesta secção descreve-se o ruído de fase da CP-PLL baseado no modelo do VCO representado na figura 4.3. Devido à topologia apresentada, bem como os sinais envolvidos, o estudo do ruído de fase é realizado em duas etapas. A primeira consiste em analisar o ruído de fase na saída da CP-PLL, quando este ruído está referenciado no sinal de entrada (oscilador de referência). A segunda, consiste em estudar o comportamento do ruído de fase na saída da CP-PLL, quando este é referenciado na tensão de comando do VCO.

A figura 4.4 enquadra o VCO com ruído referenciado na tensão de comando, no modelo linearizado da CP-PLL. Assumindo que as fontes de ruído na entrada do sintetizador e na tensão de comando do VCO são incorrelacionadas, pode recorrer-se ao teorema da sobreposição para determinar o ruído total. Assim, a portadora com ruído de fase gerada pela CP-PLL resume-se à soma das contribuições isoladas de cada fonte de ruído, representadas na figura 4.4, sendo descritas através da expressão (4.2), em função do filtro de malha  $H(s)$ .



**Figura 4.4:** Modelo linearizado da CP-PLL com as fontes de ruído no sinal de entrada,  $\phi_i(s)$  e na tensão de controlo do VCO,  $V_{cn}(s)$ .

$$\phi_o(s) = \frac{N K_{PFD} K_{VCO} H(s)}{s N + K_{PFD} K_{VCO} H(s)} \cdot \phi_i(s) + \frac{N K_{VCO}}{s N + K_{PFD} K_{VCO} H(s)} \cdot V_{cn}(s) \quad (4.2)$$



Conforme apresentado na secção 3.3.2, a topologia do filtro de malha  $H_2(s)$  é a mais adequada pelo efeito de filtragem imposto na tensão de tremor, proveniente do sinal de referência, e comportamento em frequência da CP-PLL em malha fechada. Esta exibe maior rejeição para frequências superiores à frequência do pólo do filtro de malha. Assim, todo o estudo apresentado é baseado no filtro de malha  $H_2(s)$ , cuja função de transferência, dependente das frequências dos pólos e zero é dada por

$$H_2(s) = \frac{s + \omega_z}{s C_p (s + \omega_p)} \quad (4.3)$$

O valor da capacidade  $C_p$  corresponde ao pólo na frequência 1 MHz [66].

Ao anular a contribuição da fonte de ruído  $V_{cn}(s)$  na expressão (4.2), e após a substituição de (4.3) em (4.2), obtém-se a função de transferência

$$\frac{\varphi_o(s)}{\varphi_i(s)} = \frac{N K_{PFD} K_{VCO} (s + \omega_z)}{s^3 N C_p + s^2 N C_p \omega_p + s K_{PFD} K_{VCO} + K_{PFD} K_{VCO} \omega_z} \quad (4.4)$$

que traduz o comportamento em frequência do ruído de fase na saída da CP-PLL, quando o ruído é referenciado à entrada. Verifica-se a característica passa baixo, cujo ganho em baixa frequência tende para a razão de divisão  $N$ . Este é um fator a ter em conta no dimensionamento do sintetizador, já que o ruído presente na entrada da CP-PLL é amplificado na saída por este parâmetro. O gráficos resultantes das simulações numéricas realizadas são obtidos para  $K_{VCO}=110$  MHz/V e  $N=122$ .

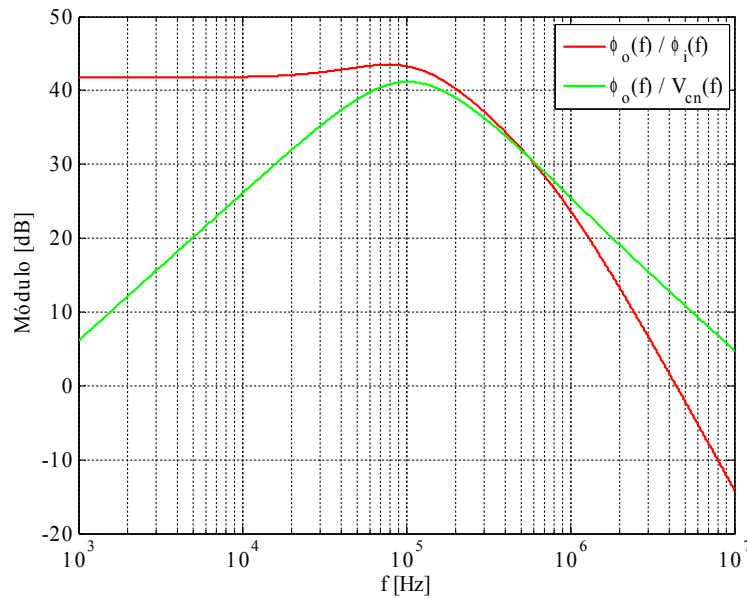
A frequência do zero,  $\omega_z=2\pi f_z$ , da função de transferência (4.4), corresponde ao valor da frequência do zero do filtro de malha com  $f_z=53$  kHz, conforme indicado na secção 3.3.2. As frequências dos pólos são dadas pelo denominador de terceiro grau, que para os valores indicados, apresenta um pólo real (812 kHz) e dois pólos complexos conjugados.

O módulo da função de transferência dada por (4.4) encontra-se representado a vermelho na figura 4.5. Para frequências inferiores a 100 kHz, o ganho da função de transferência é constante, correspondente ao valor de  $20\log_{10}(N)$ . Para frequências acima de 1 MHz, o declive passa de -20 dB/dec para -40 dB/dec, devido à influência do pólo nesse valor de frequência.

Para determinar a função de transferência do ruído na saída do sintetizador referenciado à entrada do VCO, anula-se a contribuição da fonte de ruído na entrada e substitui-se a expressão (4.3) em (4.2), obtendo-se a função de transferência descrita por

$$\frac{\varphi_o(s)}{V_{cn}(s)} = \frac{s N K_{VCO} (s + \omega_p)}{s^3 N C_p + s^2 N C_p \omega_p + s K_{PFD} K_{VCO} + K_{PFD} K_{VCO} \omega_z} \quad (4.5)$$

que descreve o comportamento passa-banda do ruído  $\varphi_o(s)/V_{cn}(s)$ . O módulo da função de transferência (4.5) encontra-se representado a verde na figura 4.5.

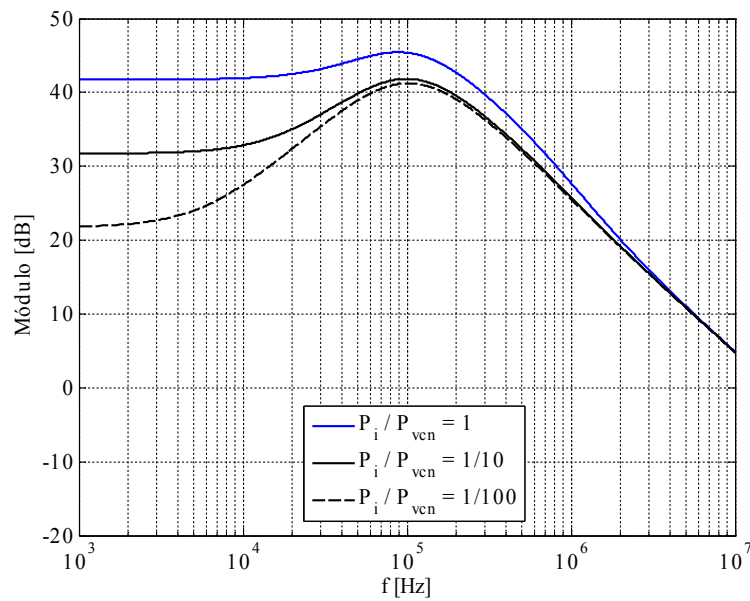


**Figura 4.5:** Módulo das funções de transferência  $\phi_o(f)/\phi_i(f)$

Pela influência do zero na origem, a função de transferência (4.5) apresenta um declive de 20 dB/dec até à frequência de 93 kHz, correspondente ao pólo duplo (complexo conjugado), obtendo-se um declive de -20 dB/dec. O pólo real do denominador de frequência 812 kHz impõe um declive de -40 dB/dec na função de transferência. No entanto esta taxa de decaimento é reposta em -20dB/dec, devido à zero a 1MHz.

A contribuição total do ruído na saída do sintetizador, dada por (4.2), é obtida através da soma das densidades espectrais de potência referentes a (4.4) e (4.5). Como a contribuição de cada fonte de ruído é independente, atribui-se uma relação de potência entre ambas, o que permite avaliar o comportamento do ruído de fase em torno da portadora. Para facilitar a análise, e simultaneamente averiguar a contribuição de cada fonte de ruído, atribuem-se três relações de potência de ruído distintas. Deste modo consegue-se estimar, para relações diferentes de potência de ruído entre as duas referências, o comportamento conjunto do ruído de fase na saída do sintetizador, conforme apresentado na figura 4.6.

Na figura 4.6 encontra-se representada a azul o comportamento do ruído de fase na saída do sintetizador, quando as relações de potência das duas fontes de ruído de referência são iguais. Os comportamentos do ruído de fase quando a contribuição referenciada na entrada do VCO é dez vezes e cem vezes maior, estão representadas a preto e a tracejado, respetivamente. Independentemente da relação  $P_i/P_{vco}$ , verifica-se que o ruído de fase na saída da CP-PLL apresenta uma característica passa baixo com sobre-elevação próxima da frequência  $f_z$  do filtro de malha.



**Figura 4.6:** Funções de transferência para a contribuição conjunta das duas fontes de ruído referenciadas na entrada da CP-PLL ( $P_i$ ) e na tensão de comando do VCO ( $P_{vcn}$ ).

Verifica-se que, para baixas frequências (próximas da portadora), o ruído presente no sinal de referência tem maior impacto na saída do sintetizador do que o ruído gerado pelo VCO. No entanto, os dispositivos usados para gerar o sinal de referência são baseados em osciladores a cristal cujo ruído de fase apresenta valores na ordem dos -160 dBc/Hz para um afastamento de 10 kHz [67]. Esta característica implica que, para altas frequências, a influência do sinal de referência no ruído à saída do sintetizador tenha menor impacto do que o ruído referenciado à entrada do VCO. Dada a diferença do comportamento das três densidades espectrais de potência apresentadas, caracterizar o ruído de fase para afastamentos diferentes da portadora pode não ser suficiente para quantificar o ruído de fase. Deste modo sugere-se a contabilização do ruído de fase numa largura de banda previamente definida, conforme se descreve na secção seguinte.

## 4.2 Aferição Espectral do Ruído de Fase – Sintetizador e Canal

Nesta secção, descrevem-se as relações CPNR e SPNR, que permitem aferir o ruído de fase do oscilador local. A CPNR quantifica o ruído de fase do sintetizador RF isolado, baseado na arquitetura CP-PLL. A SPNR possibilita, pela análise do canal desmodulado, estimar o impacto que um oscilador local com ruído de fase impõe na conversão em frequência.

Definem-se os modelos e as respetivas expressões analíticas que permitem quantificar ambas as relações [10]. Para tal, recorre-se à codificação QAM, usada nas normas IEEE 802.11 e IEEE 802.15, para avaliar o desempenho do sistema de comunicação rádio.

Com base na descrição apresentada na secção 3.4, tira-se partido do EVM como o principal parâmetro de avaliação do sinal desmodulado. Deste modo, estabelece-se uma relação entre a caracterização RF e banda base. Esta é uma mais valia no processo de análise do ruído de fase num sistema de comunicação rádio, pois nem sempre é possível ter acesso ao oscilador de forma direta.

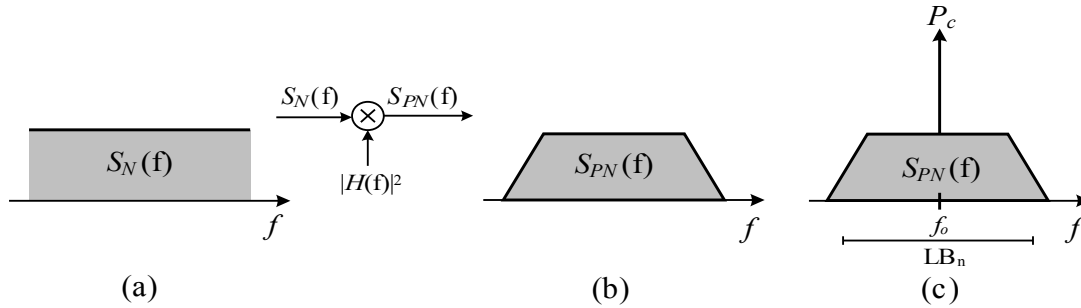
### 4.2.1 Relação Sinal-Ruído de Fase do Oscilador Local - CPNR

De acordo com a descrição realizada na secção 4.1.2, o ruído de fase de um sintetizador, em torno da portadora, apresenta uma característica passa baixo. Assim, pode-se modelar o ruído existente em torno da portadora como um sinal aleatório filtrado por um sistema linear invariante no tempo de resposta impulsional  $h(t)$ , e resposta em frequência  $H(f)$ . Pretende-se assim obter um modelo simplificado do ruído de fase em torno da portadora de fácil parametrização, nomeadamente potência total e largura de banda do ruído.

Ao considerar a fonte de ruído AWGN com densidade espectral de potência  $S_N(f)$ , representada na figura 4.7 (a), obtém-se a densidade espectral do ruído no sintetizador expressa por

$$S_{PN}(f) = |H(f)|^2 \cdot S_N(f), \quad (4.6)$$

representada na figura 4.7 (b) [58].



**Figura 4.7:** (a) Densidade espectral do ruído AWGN; (b) ruído filtrado; (c) portadora com ruído de fase.

A densidade espectral de potência do oscilador local com ruído de fase é obtida pela convolução linear entre a portadora ideal de potência  $P_c$  e  $S_{PN}(f)$ , conforme expresso por

$$S_C(f) = P_c \delta(f - f_0) * S_{PN}(f), \quad (4.7)$$

cujo espetro se encontra representado na figura 4.7 (c). A largura de banda considerada para o ruído de fase é dada por  $LB_n$ .

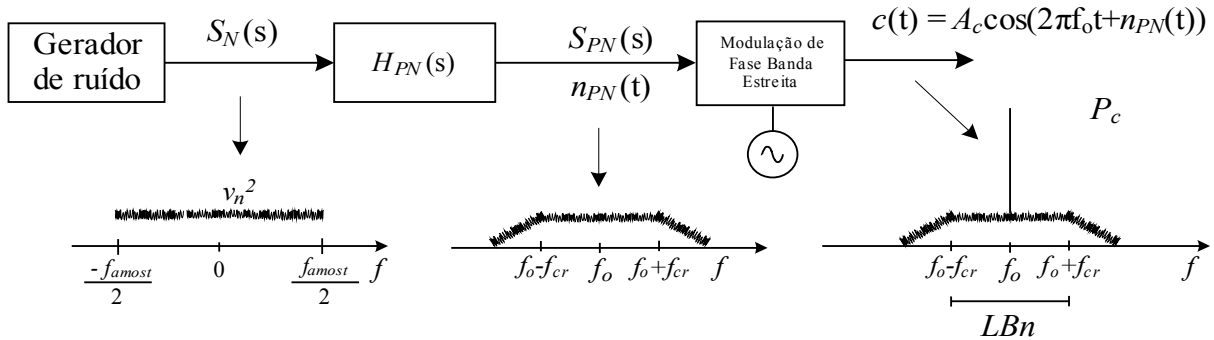
Com base na figura 4.7 (c), define-se CPNR como a relação entre a potência da portadora,  $P_c$ , e o ruído de fase integrado na largura de banda  $LB_n$ , de acordo com a expressão (4.8). Esta relação permite quantificar o impacto do ruído de fase do oscilador local para qualquer  $S_{PN}(f)$ .

$$\text{CPNR} = \frac{P_c}{\int_{LBn} S_{PN}(f) df} \quad (4.8)$$

### Modelo Proposto para a Simulação do Oscilador Local

Baseado na expressão (4.6) e na descrição espectral da figura 4.7, apresenta-se o modelo de simulação para o oscilador local implementado em MATLAB/SIMULINK. O modelo proposto permite o dimensionamento do oscilador local com recurso a máscaras espectrais do ruído de fase,  $S_{PN}(f)$  [7]. Esta característica permite simular os seus efeitos em sistemas de comunicação digital sem ter conhecimento de grandezas como o ganho do VCO, a razão de divisão do sintetizador, e a topologia do filtro de malha. Esta versatilidade permite inferir qual o impacto do ruído de fase em sistemas de comunicação de portadora única e OFDM.

A figura 4.8 apresenta o modelo proposto para o oscilador local com ruído de fase configurável de acordo o método proposto na figura 4.7. Como a densidade espectral de potência  $S_N(s)$  é filtrada por  $H_{PN}(s)$ , o valor da frequência de corte do filtro é dada por  $f_{cr}$ .



**Figura 4.8:** Modelo do oscilador local com ruído de fase.

O gerador de ruído usado é baseado no modelo AWGN. Dada a especificidade das simulações dos sistemas de portadora única e OFDM, a organização dos valores gerados pode ser sequencial ou por trama, conforme descrito no anexo A. A inicialização do gerador de ruído é igual, garantindo a mesma sequência numérica do sinal de ruído.

Como o simulador SIMULINK é parametrizado no domínio do tempo é necessário estabelecer uma relação entre o valor da variância,  $v_n^2$ , usada no gerador de ruído e o valor da potência do ruído de fase  $P_{PN}$ , cujo valor é determinado no domínio da frequência.

Segundo o teorema de *Wiener-Kinchine*, existe uma relação entre a densidade espectral de potência e o respetivo sinal no tempo. Assim é possível obter o valor de  $v_n^2$  em função de  $P_{PN}$ , pois este, segundo o teorema enunciado, corresponde à transformada inversa de Fourier de  $S_{PN}$ , cuja relação é dada por [58].

$$v_n^2 = V_N^2 f_{amost} \quad (4.9)$$

onde  $f_{amost}$  corresponde ao valor da frequência de amostragem usada na simulação.

O bloco  $H_{PN}(s)$  confere ao ruído a característica passa baixo de primeira ordem com frequência de corte  $f_{cr}$ . A função de transferência é parametrizada no domínio da transformada de Laplace. A envolvente da densidade espectral de potência de  $H_{PN}(s)$ ,  $S_{PN}(f)$ , é dada por

$$|H_{PN}(f)|^2 = \frac{1}{[1 + (f/f_{cr})^2]}, \quad (4.10)$$

onde a largura de banda considerada para o ruído de fase é dada por  $LBn = 2f_{cr}$ , conforme apresentado na figura 4.8.

Visto a simulação ser realizada com sinais discretos, os limites contabilizados para a largura de banda relativa ao cálculo da potência do ruído de fase,  $P_{PN}$ , correspondem a metade da frequência de amostragem,  $f_{amost}$ , com a expressão de cálculo dada por

$$P_{PN} = \int_{-f_{amost}/2}^{f_{amost}/2} |S_N(f)| \cdot |H_{PN}(f)|^2 df = \int_{-f_{amost}/2}^{f_{amost}/2} |S_{PN}(f)| df. \quad (4.11)$$

Para garantir que  $P_{PN}$  é constante numa dada largura de banda, é necessário garantir que a sua densidade espectral,  $V_N^2$ , seja alterada consoante o valor de  $f_{cr}$ . Para manter as condições indicadas, recorre-se à normalização de  $P_{PN}$  através do fator dado por

$$NORM = 2 f_{cr} \arctan\left(\frac{f_{amost}}{2 f_{cr}}\right), \quad (4.12)$$

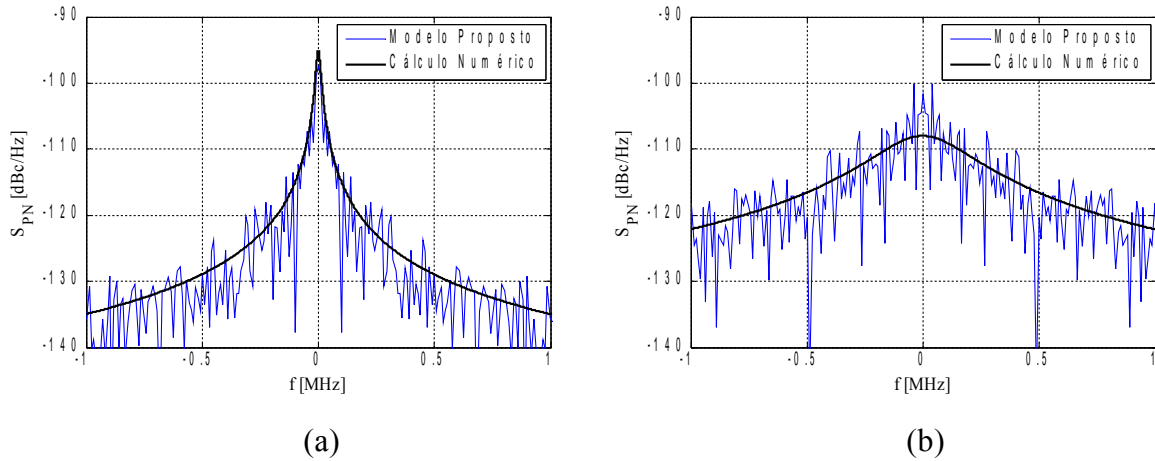
cujas dedução se apresenta no anexo C. Deste modo o valor da densidade espectral de potência do ruído de fase é calculada segundo a expressão

$$V_N^2 = \frac{P_{PN}}{NORM}. \quad (4.13)$$

O fator de normalização apresentado é dependente da ordem do filtro  $H_{PN}(f)$ , que no caso apresentado corresponde a um filtro de ordem um. Caso se pretenda aumentar a ordem do filtro, o fator de normalização tem de ser recalculado. No entanto, para simplicidade dos cálculos optou-se usar comportamento espectral de primeira ordem, podendo-se aproximar ao comportamento em frequência do ruído de fase apresentado na figura 4.1 a tracejado.

De acordo com as características de simulação do SIMULINK o bloco usado para implementar o referido filtro, embora parametrizado no domínio da transformada de Laplace, é definido segundo o domínio discreto de frequência baseado na transformada Z [68]. Esta necessidade de implementação deve-se ao fato de nas simulações em forma de trama usada em OFDM, o SIMULINK não aceitar modelos contínuos. Os pares de transformadas usadas para este efeito encontram-se anexo D.

Nas figuras 4.9 (a) e (b) apresentam-se as densidades espectrais de potência do ruído para os valores de  $LBn$  de 20 kHz e 400 kHz, respetivamente. Nestas condições, o valor de  $S_{PN}$  reduziu-se de -95 dBc/Hz para -108 dBc/Hz, o que corresponde a um decréscimo da  $V_N^2$  num fator de vinte vezes (13dB). Esta variação leva a que a  $P_{PN}$  permaneça quando se altera o valor de  $LBn$ , de acordo com a normalização indicada pela expressão (4.13).



**Figura 4.9:** Densidade espectral do ruído de fase :(a)  $LBn=20$  kHz; (b)  $LBn=400$  kHz.

Existe um bloco na biblioteca do SIMULINK para simulação de ruído de fase, com fácil parametrização. No entanto, a sua configuração apresenta algumas limitações nomeadamente na máscara do ruído de fase. Em versões mais recentes deste software, esta funcionalidade já se encontra implementada. Todavia, como se pretende apresentar um modelo simplificado para o ruído de fase, não se usou modelos já implementados.

Outra razão para não usar uma versão mais recente prende-se com a validação experimental deste trabalho apresentada no capítulo 5. Tal envolve controlo de equipamentos via GPIB-*General Purpose Interface Bus*, o que em versões mais recentes do MATLAB exhibe alguma instabilidade no controlo dos mesmos. Assim, manteve-se uma versão do software menos recente (MATLAB 2006a) mas mais estável.

#### 4.2.2 Relação Sinal-Ruído de Fase no Canal Desmodulado - SPNR

Conforme apresentado na secção 3.4.1, o processo de conversão em frequência é baseado na modulação em amplitude com portadoras em quadratura, cuja expressão no domínio do tempo, na existência de ruído de fase, é dada por (3.22). Após a desmodulação do canal RF, o impacto do ruído de fase do oscilador local, é descrito pela expressão (3.27).

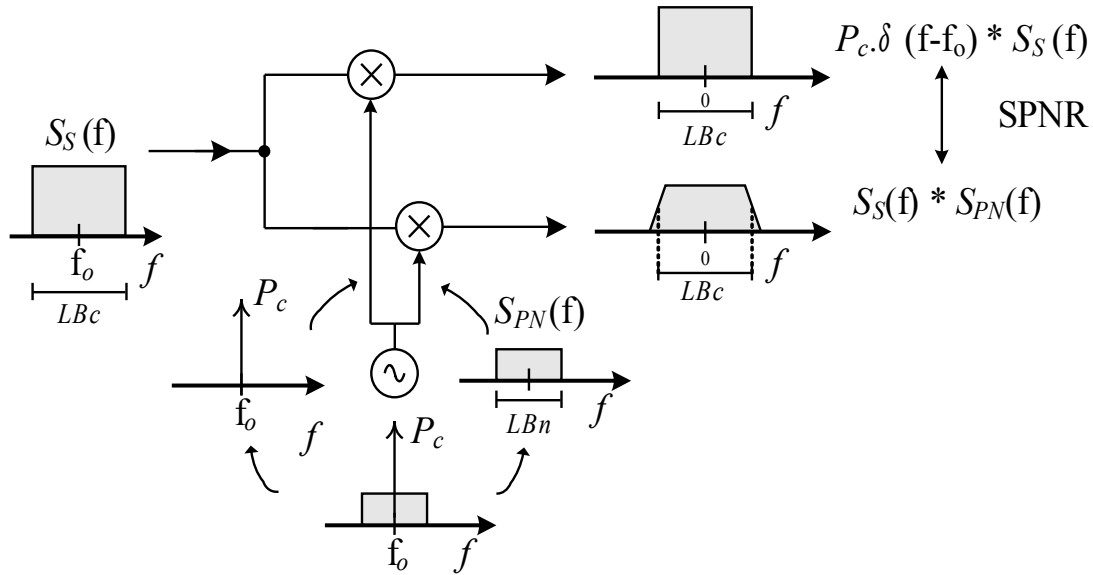
Como o sinal modulado e a portadora (oscilador local) continuam a ser independentes e estacionários, após o processo de desmodulação, a densidade espectral de potência do sinal em banda base,  $S_{BB}(f)$ , é dada pela convolução entre as densidades espectrais de potência do canal modulado,  $S_s(f)$ , e a portadora com ruído de fase,  $S_c(f)$ , conforme expresso por [58]

$$S_{BB}(f) = S_S(f) * S_C(f), \quad (4.14)$$

em que  $*$  significa convolução linear. A densidade espectral de potência  $S_C(f)$  é dada pela expressão (4.7).

A figura 4.10 apresenta, em função de densidades espectrais de potência ideais, o método proposto para determinar o impacto do ruído de fase no canal desmodulado, dado por SPNR. Com base na expressão (4.7), decompõe-se a densidade espectral de potência do oscilador local na portadora ideal e  $S_{PN}(f)$ .

O processo de mistura entre  $S_S(f)$  e a portadora ideal, resulta no canal indicado no ramo superior, cuja largura de banda corresponde a  $LB_c$ . No ramo inferior, representa-se o resultado da convolução entre as densidades espectrais de potência  $S_S(f)$  e  $S_{PN}(f)$ .



**Figura 4.10:** Determinação de SPNR e respetiva aferição da largura de banda equivalente.

Baseado no conceito representado na figura 4.10, obtém-se a relação SPNR dada por

$$\text{SPNR} = \frac{\int_{LB_c} P_c \delta(f - f_0) * S_S(f) df}{\int_{LB_c} S_S(f) * S_{PN}(f) df}, \quad (4.15)$$

onde os limites de integração correspondem à largura de banda do canal,  $LB_c$ . Deste modo, quantifica-se através da relação SPNR a alteração espectral entre o canal ideal e o canal obtido após a desmodulação por um oscilador local com ruído de fase.

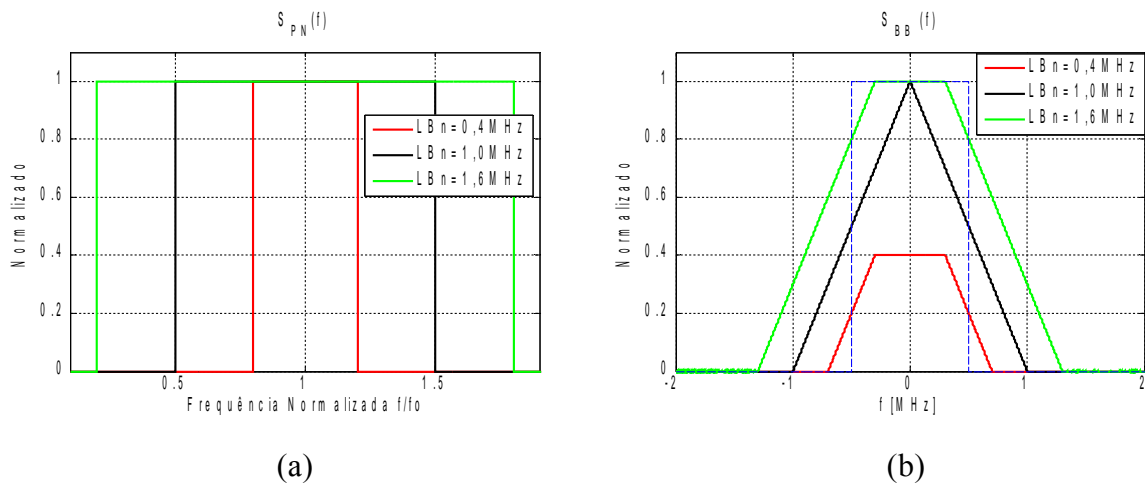
O método usado para estabelecer a equivalência entre as relações CPNR e SPNR é realizado em função da variação de  $S_{PN}(f)$ . Para tal, recorre-se a dois métodos distintos: densidade espectral de potência constante ( $V_N^2$ ), e potência total do ruído constante ( $P_{PN}$ ), ambos analisados em função de  $LB_n$ , conforme indicado na expressão (4.8).



### ***Densidade Espectral de Potência $V_N^2$ Constante***

Como primeira abordagem considera-se ruído de banda limitada ideal, conforme indicado na figura 4.11 (a). Nesta figura, estão representadas três densidades espectrais de potência do ruído de fase,  $S_{PN}(f)$ , com os seguintes valores de  $LBn$ : 400 kHz, 1 MHz e 1,6 MHz. O valor de  $V_N^2$  é 10 nW/Hz. Considera-se a potência da portadora,  $P_c$ , 1 W e  $LBc$  de 1 MHz. Para facilidade de interpretação dos resultados, apresentam-se todas as figuras normalizadas.

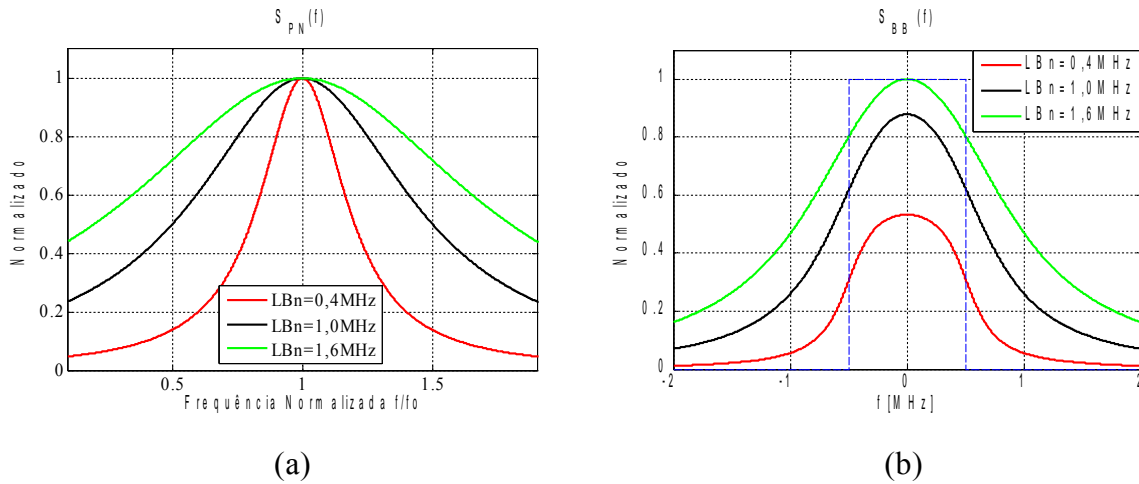
A figura 4.11 (b) representa o resultado da convolução entre  $S_S(f)$  e  $S_{PN}(f)$  para os valores de  $LBn$  indicados. Considera-se que o filtro de recepção é ideal, conforme representado na mesma figura a azul. Verifica-se que para valores de  $LBn$  inferiores a  $LBc$ , a densidade espectral de potência do sinal desmodulado,  $S_{BB}(f)$ , aumenta com a largura de banda de  $S_{PN}(f)$ , o que confirma a condição imposta para o cálculo numérico. O valor máximo é atingido quando ambas as densidades espectrais de potência têm a mesma largura de banda. Neste caso, o resultado da convolução corresponde ao triângulo representado a preto na figura 4.11 (b). Verifica-se que para valores de  $LBn$  superiores a  $LBc$ , a potência integrada mantém-se constante, isto é, a largura de banda do canal está contida na largura de banda do ruído.



**Figura 4.11:** Análise espectral com  $V_N^2$  constante: (a)  $S_{PN}(f)$  retangular; (b)  $S_{BB}(f)$  resultante.

Na secção 4.1.2 demonstrou-se que a função de transferência do ruído pode apresentar sobre-elevação, de acordo com as condições apresentadas na figura 4.6 (b). No entanto, como a relação SPNR é obtida após a integração, considera-se, que  $S_{PN}(f)$  tem característica passa-baixo de primeira ordem, conforme representado na figura 4.12 (a), para os valores de  $LBn$  indicados.

Como  $S_{PN}(f)$  não apresenta uma forma retangular, o resultado da convolução entre  $S_S(f)$  e  $S_{PN}(f)$  não apresenta o valor máximo quando as larguras de banda  $LBn$  e  $LBc$  são iguais, conforme representado na figura 4.11 (b) a preto. Este ocorre quando  $LBn$  é superior a  $LBc$ , conforme indicado na figura 4.12 (b) a verde. Este comportamento implica que para a mesma largura de banda, o valor de SPNR diminui.

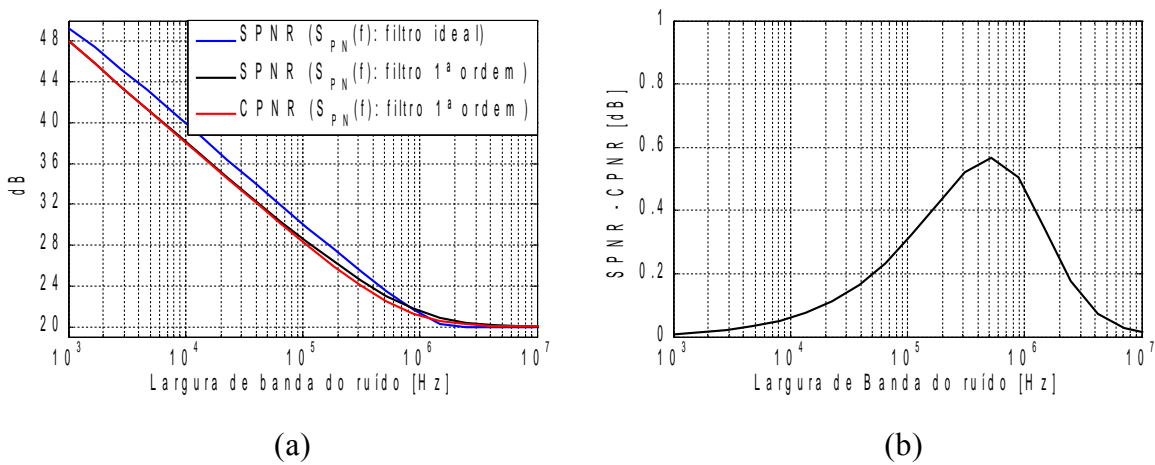


**Figura 4.12:** Análise espectral com  $V_N^2$  constante: (a)  $S_{PN}(f)$  passa baixo de primeira ordem; (b)  $S_{BB}(f)$  resultante.

Perante as condições de simulação indicadas, verifica-se que, à semelhança dos resultados apresentados na figura 4.11 (b), o aumento de  $LB_n$  conduz ao aumento do impacto que o ruído de fase do oscilador local impõem no canal desmodulado.

A figura 4.13 (a) representa a evolução de CPNR e SPNR em função da largura de banda de integração, com base nas expressões (4.8) e (4.15), respetivamente. Os valores de  $LB_n$  considerados apresentam uma variação entre 1 kHz a 10 MHz.

A evolução de SPNR, representada a azul na figura 4.13 (a), corresponde ao resultado do cálculo numérico da expressão (4.15) quando se considera  $S_{PN}(f)$  com comportamento ideal, de acordo com a figura 4.11 (a). Os gráficos a preto e vermelho, correspondem às relações SPNR e CPNR, respetivamente. Estas são obtidas através da variação de  $LB_n$  quando  $S_{PN}(f)$  apresenta um comportamento passa baixo de primeira ordem, conforme representado na figura 4.12 (a). Verifica-se um decréscimo de 2 dB em relação à curva a azul, devido à característica de  $S_{PN}(f)$  não ser ideal.



**Figura 4.13:** Variação da largura de banda do ruído com  $V_N^2$  constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR - característica passa-baixo de primeira ordem.

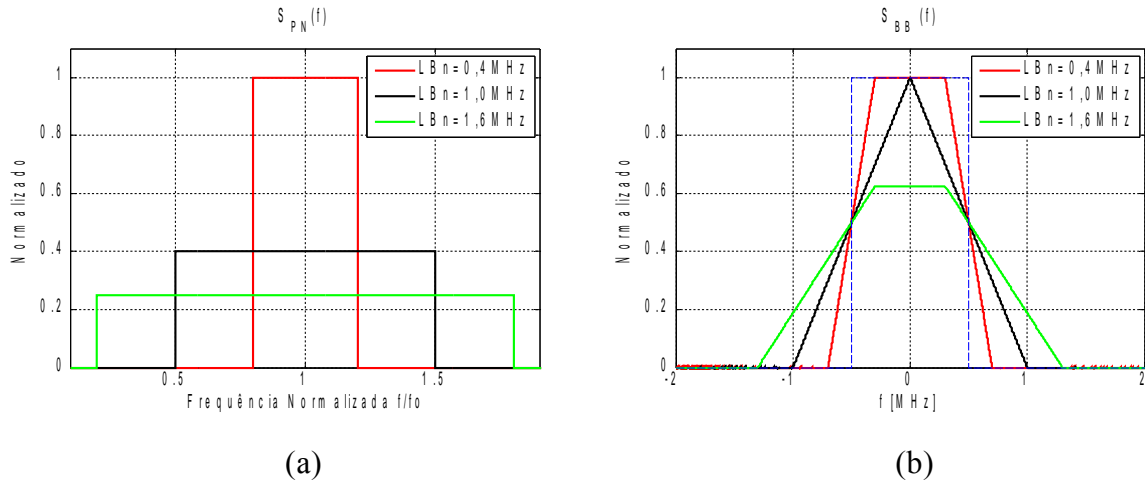
Dos resultados apresentados na figura 4.13 (a) verifica-se que quando  $S_{PN}(f)$  apresenta uma característica passa baixo de primeira ordem, CPNR e SPNR apresentam concordância nos valores obtidos. Como  $V_N^2$  é constante, o aumento de  $LBn$  leva ao aumento do ruído integrado na banda do canal, o que implica o decréscimo de SPNR. Este valor atinge um mínimo quando  $LBn$  excede  $LBc$ . Devido aos limites da integração usados, os valores de SPNR nesta condição, são constantes.

A figura 4.13 (b) representa a diferença entre as relações SPNR e CPNR nas condições de simulação indicadas. Esta diferença não excede 0,6 dB, sendo que o valor máximo ocorre para  $LBn=500$  kHz.

### Potência do Ruído de Fase $P_{PN}$ Constante

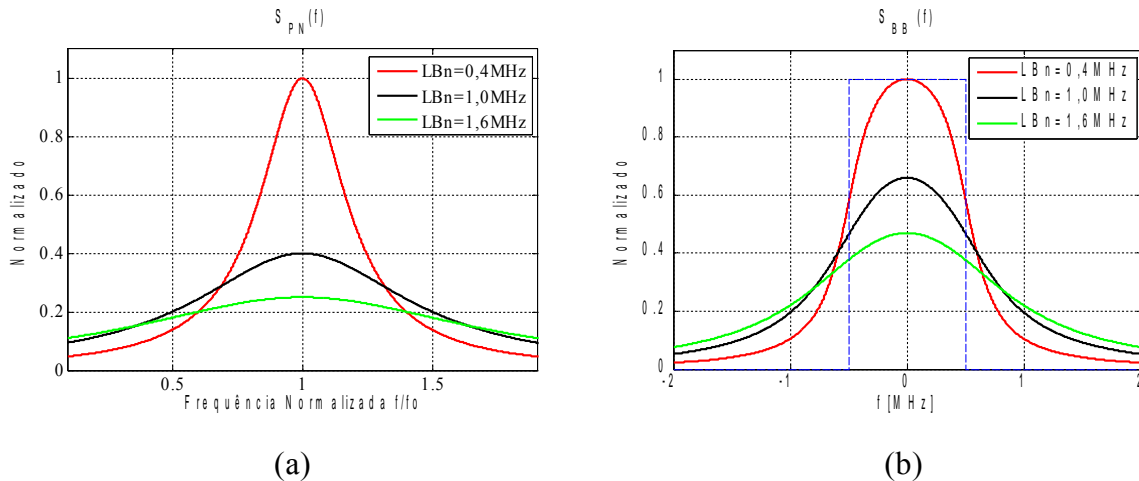
A figura 4.14 (a) apresenta três densidades espectrais de potência,  $S_{PN}(f)$ , com forma retangular, com potência total de ruído de fase,  $P_{PN}$ , constante de 1 mW. Conforme se verifica, o aumento de  $LBn$  leva à diminuição do valor máximo de  $S_{PN}(f)$  de forma proporcional, devido à normalização obtida pela expressão (4.13). Os resultados das convoluções entre  $S_S(f)$  e  $S_{PN}(f)$  encontram-se representados na figura 4.14 (b).

Como  $S_S(f)$  e  $S_{PN}(f)$  são representadas com filtragem ideal, à semelhança dos resultados apresentados na figura 4.11 (b), o valor máximo da convolução ocorre quando  $LBn$  e  $LBc$  são iguais.



**Figura 4.14:** Análise espectral com  $P_{PN}$  constante: (a)  $S_{PN}(f)$  retangular; (b)  $S_{BB}(f)$  resultante.

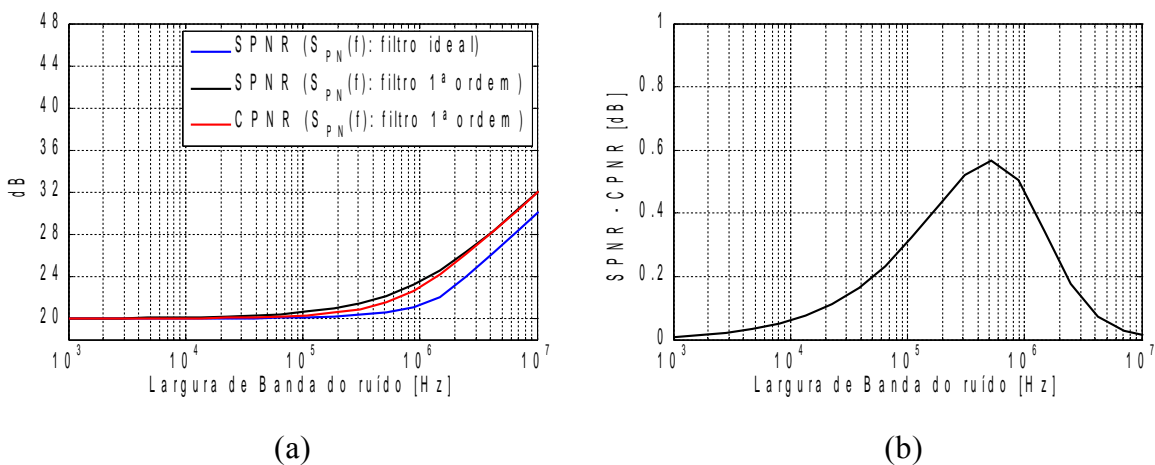
A figura 4.15 (a) apresenta três densidades espectrais de potência,  $S_{PN}(f)$ , com característica passa-baixo de primeira ordem para  $P_{PN}$  constante. O resultado da convolução entre as densidades espectrais de potência indicadas e  $S_S(f)$  encontra-se na figura 4.15 (b). Conforme se verifica, ao contrário dos resultados apresentados na figura 4.12 (b), o impacto do ruído de fase no canal desmodulado diminui com o aumento de  $LBn$ . No entanto o valor de SPNR mantêm-se constante. Tal acontece devido à potência do ruído integrada em  $LBn$  ser constante.



**Figura 4.15:** Análise espectral com  $P_{PN}$  constante: (a)  $S_{PN}(f)$  passa baixo de 1ª ordem; (b)  $S_{BB}(f)$  resultante.

A figura 4.16 (a) representa a evolução de SPNR e CPNR, curvas a preto e vermelho respetivamente, quando  $S_{PN}(f)$  apresenta uma característica passa-baixo de primeira ordem. Verifica-se que, enquanto a  $LBN$  for igual ou inferior a  $LBC$ , os valores de SPNR e CPNR permanecem constantes. Quando a largura  $LBN$  excede  $LBC$ , o valor de ambas as relações aumenta com uma variação de 20 dB/dec devido à característica passa baixo de primeira ordem conferida a  $S_{PN}(f)$ . A evolução de SPNR indicada a azul, apresenta melhor desempenho relativamente às curvas a preto e vermelho, já  $S_{PN}(f)$  apresenta uma filtragem ideal.

A diferença entre SPNR e CPNR, quando são obtidas a partir de  $S_{PN}(f)$  com característica passa-baixo de primeira ordem, está representada na figura 4.16 (b). À semelhança dos resultados apresentados na figura 4.13 (a) existe uma concordância dos valores obtidos, cuja diferença continua a não exceder os 0,6 dB. Assim, conclui-se que o cálculo de CPNR e SPNR, nas condições referidas, revela-se uma aproximação válida.



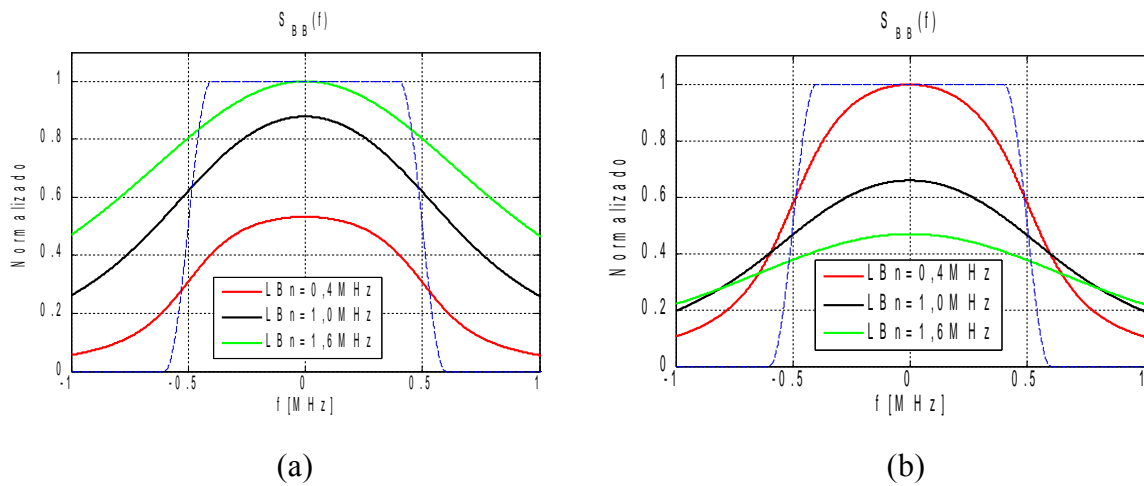
**Figura 4.16:** Variação da largura de banda do ruído com  $P_{PN}$  constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR - característica passa-baixo de primeira ordem.

### Canal Raised-Cosine – Impacto de $V_N^2$ e $P_{PN}$

De acordo a descrição realizada na secção 3.2.1, o sinal a ser transmitido passa pelo processo de filtragem *square-root raised cosine* no emissor e recetor. Deste modo, é necessário determinar a variação de CPNR e SPNR quando  $S_S(f)$  passa pelo referido processo de filtragem. Para todas as simulações numéricas que se apresentam em seguida, considera-se que  $S_{PN}(f)$  apresenta uma característica passa-baixo de primeira ordem.

A figura 4.17 (a) corresponde ao resultado da convolução entre  $S_S(f)$ , após o processo de filtragem *square-root raised cosine* com fator de *roll-off* de 0,2, e  $S_{PN}(f)$ . Os resultados apresentados correspondem às simulações numéricas realizadas com  $V_N^2$  constante. Assim, com o aumento de  $LBn$  o impacto de  $S_{PN}(f)$  no canal desmodulado aumenta.

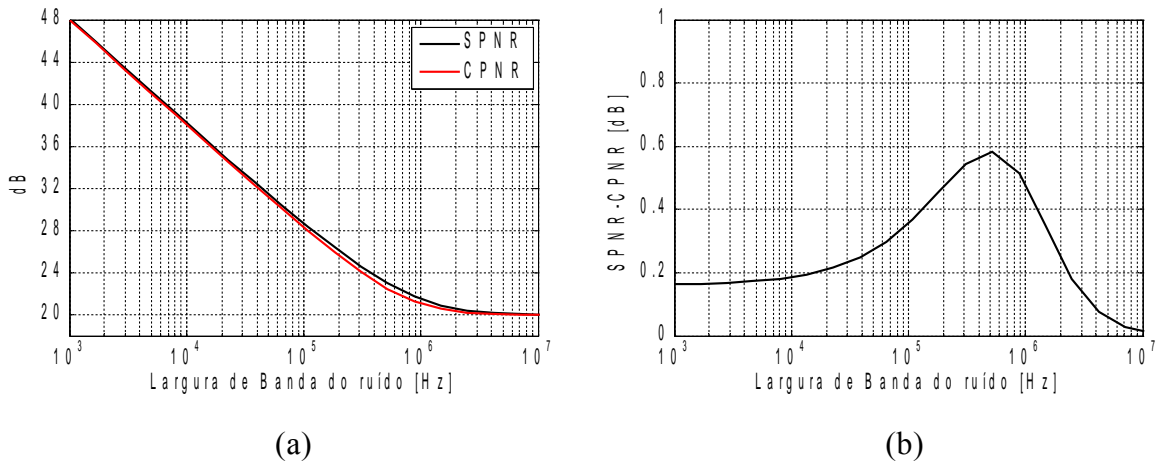
A figura 4.17 (b) apresenta os resultados da convolução entre  $S_S(f)$  e  $S_{PN}(f)$  quando o valor de  $P_{PN}$  permanece constante na largura de banda de integração. Assim, com o aumento de  $LBn$  o impacto do ruído de fase no canal desmodulado diminui.



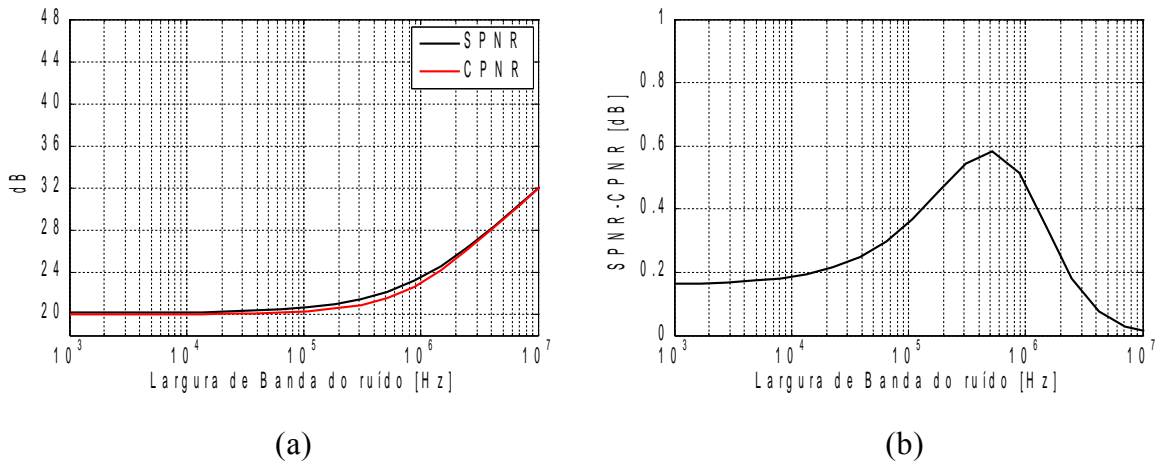
**Figura 4.17:** Análise espectral de  $S_{BB}(f)$  com filtragem *square-root raised cosine*: (a)  $V_N^2$  constante; (b)  $P_{PN}$  constante.

As figuras 4.18 (a) e 4.19 (a) correspondem à comparação entre SPNR e CPNR para uma densidade espectral de potência constante,  $V_N^2$ , e ruído de fase constante,  $P_{PN}$ , ambos integrados na banda do canal. Verifica-se uma concordância entre as duas relações, para as condições de ruído apresentadas, já que o erro máximo não excede os 0,6 dB, conforme se apresenta nas figuras 4.18 (b) e 4.19 (b). Este máximo ocorre quando a largura de banda do ruído é comparável à largura de banda do canal.

Quando a largura de banda do ruído é 100 a 1000 vezes inferior à largura de banda do canal, a diferença entre o SPNR e CPNR é superior comparativamente às simulações com o canal ideal, conforme indicado nas figuras 4.13 (b) e 4.16 (b). No entanto o valor não excede os 0,2 dB, o que valida a equivalência entre as duas relações.



**Figura 4.18:** Variação da largura de banda do ruído com  $V_N^2$  constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR



**Figura 4.19:** Variação da largura de banda do ruído com  $P_{PN}$  constante: (a) SPNR e CPNR; (b) diferença entre SPNR e CPNR

Dos resultados obtidos pode-se concluir que os valores das relações SPNR e CPNR são idênticas quando obtidas na largura de banda do canal. Deste modo é possível estimar o valor de EVM de acordo com a aproximação [10]

$$\text{EVM} \simeq \frac{1}{\sqrt{\text{SPNR}}} \simeq \frac{1}{\sqrt{\text{CPNR}}} . \quad (4.16)$$

Em função dos resultados obtidos, conclui-se que é possível estimar o impacto do ruído de fase do oscilador local no canal desmodulado, baseado na relação SPNR. A relação CPNR permite aferir o ruído de fase do oscilador isolado. Desde que a integração destas duas relações seja realizada na largura de banda do canal, ambas são equivalentes, podendo extrair o valor de EVM.

Apresentada a correspondência entre o CPNR, SNR e, consequentemente o EVM, estabeleceu-se uma ligação entre as métricas de RF e banda base. Assim, procede-se à otimização do ruído de fase, tendo como suporte as métricas indicadas.

### 4.3 Otimização do Ruído de Fase da CP-PLL em Função do Filtro de Malha

Nesta secção realiza-se o estudo para a otimização do ruído de fase do sintetizador baseado na topologia CP-PLL, tendo como solução de compromisso a margem de fase e a largura de banda. Para tal, é realizada uma análise em regime linear deste dispositivo, em função das alterações realizadas no filtro de malha.

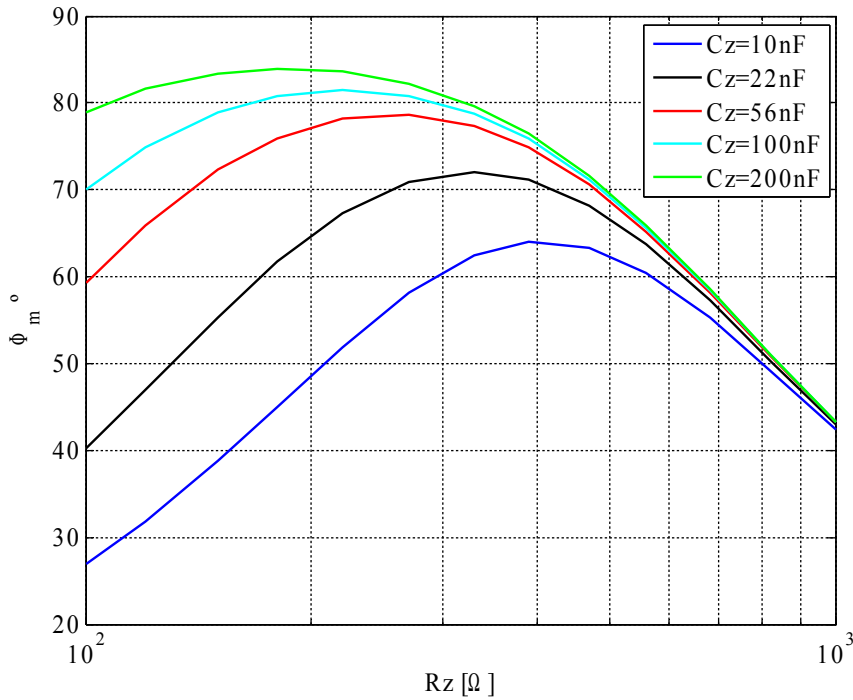
Do estudo apresentado na secção 3.3.2, verifica-se que a topologia  $H_2(s)$  apresenta um melhor desempenho em comparação à topologia  $H_1(s)$ , com maior rejeição em altas frequências, assumindo importância sobretudo para rejeitar a componente da frequência de referência. Em baixas frequências, a influência de ambas as topologias de filtro de malha é idêntica já que o valor de  $f_z$  é igual.

Pela análise realizada na secção 4.1.2, concluiu-se que o comportamento do ruído de fase da CP-PLL depende da relação entre as potências de ruído usadas como referência para a saída. Verificou-se que o comportamento do ruído de fase, em torno da portadora ideal, apresenta uma sobre-elevação na vizinhança da frequência do zero ( $f_z$ ) do filtro de malha  $H_2(s)$ . Assim sendo, com base no redimensionamento desta topologia, pretende-se apresentar um método para minimizar o ruído de fase em sintetizadores de frequência. Para variar o valor de  $f_z$  é necessário alterar os valores de  $C_z$  e  $R_z$  da função de transferência (3.14).

Para determinar a variação da margem de fase,  $\Phi_m$ , da CP-PLL, realiza-se um varrimento do valor de  $R_z$  em função de  $C_z$ , com  $C_p=560\text{pF}$  [66], conforme se apresenta na figura 4.20. Este parâmetro é importante já que a diminuição de  $\Phi_m$  leva ao aumento da sobre-elevação e, consequentemente ao aumento do ruído na saída do sintetizador.

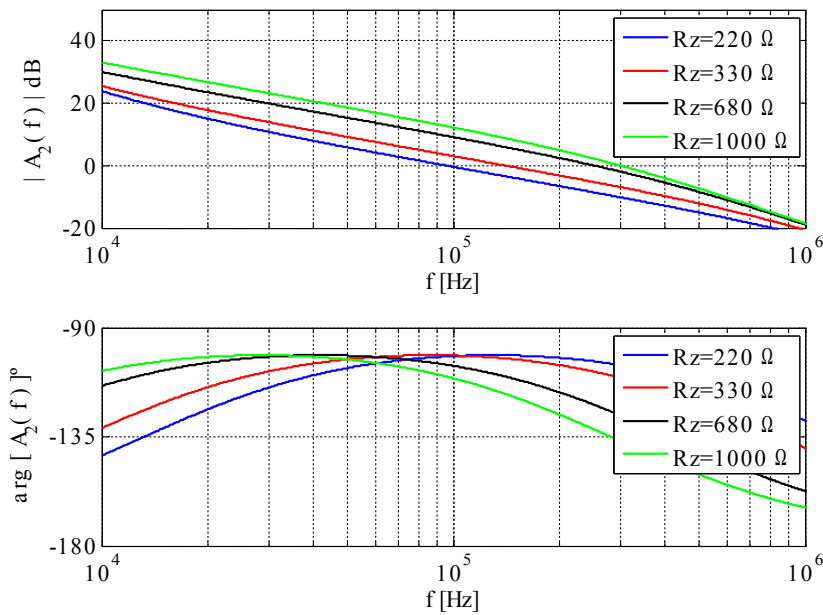
Da figura 4.20 verifica-se que para o par de valores  $C_z=10\text{ nF}$  e  $R_z=220\ \Omega$ , a margem de fase corresponde a  $50^\circ$ . Quando  $C_z$  aumenta uma década, para o mesmo valor de  $R_z$ , a margem de fase é  $81,5^\circ$ .

Tomando como referência a capacidade  $C_z$  de  $10\text{ nF}$ , verifica-se que ocorre uma variação significativa da margem de fase quando  $C_z$  toma o valor de  $56\text{ nF}$ , obtendo-se um valor de  $78,6^\circ$  para  $R_z=270\ \Omega$ . Acima deste valor, a variação de  $\Phi_m$  não justifica o uso de uma capacidade com valor superior. Dado que  $C_z$  define a frequência do pólo, o aumento deste valor leva à diminuição da capacidade  $C_z$ . Como consequência, a CP-PLL pode ficar instável.



**Figura 4.20:** Margem de fase do sintetizador para diferentes valores de  $C_z$ .

Com base nos resultados apresentados, opta-se por usar a capacidade de 56nF, para realizar a minimização do ruído de fase. O módulo e fase da função de transferência em malha aberta da CP-PLL, dada pela expressão (3.14), para  $C_z=56\text{nF}$ , encontra-se representado na figura 4.21, de onde se extraem os valores de  $f_z$ ,  $f_{co}$  e  $\Phi_m$  apresentados na tabela 4.1.



**Figura 4.21:** Módulo e fase de  $A_2(f)$  com  $C_z=56\text{ nF}$  para diferentes valores de  $R_z$ .

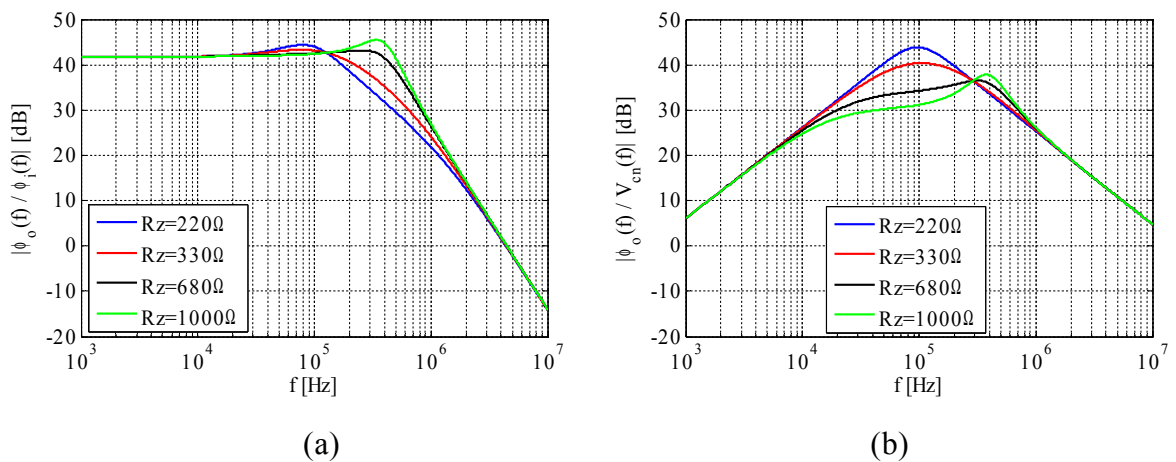


**Tabela 4.1:** Parâmetros em regime linear relativos ao sintetizador em malha aberta.

	$C_z=10\text{nF}$				$C_z=56\text{nF}$			
$R_z$ [ $\Omega$ ]	220	330	680	1000	220	330	680	1000
$f_z$ [kHz]	72,3	48,2	23,4	15,9	12,9	8,6	4,2	2,8
$f_{co}$ [kHz]	109,1	142,7	247,1	295,8	96,0	141,5	252,9	299,8
$\Phi_m$ [ $^\circ$ ]	51,9	62,4	55,3	42,3	78,1	77,3	58,1	43,2

Conforme se verifica, na tabela 4.1, a frequência de *cross-over*,  $f_{co}$ , não sofre alterações significativas para os mesmos valores de  $R_z$ , o que é indicador de que a largura de banda do sintetizador também não sofrerá alterações com a variação de  $C_z$ . Quanto à margem de fase,  $\Phi_m$ , verifica-se um aumento da mesma para  $C_z=56$  nF comparativamente aos valores obtidos com  $C_z=10$  nF. Esta característica deve-se à redução da frequência do zero do filtro de malha.

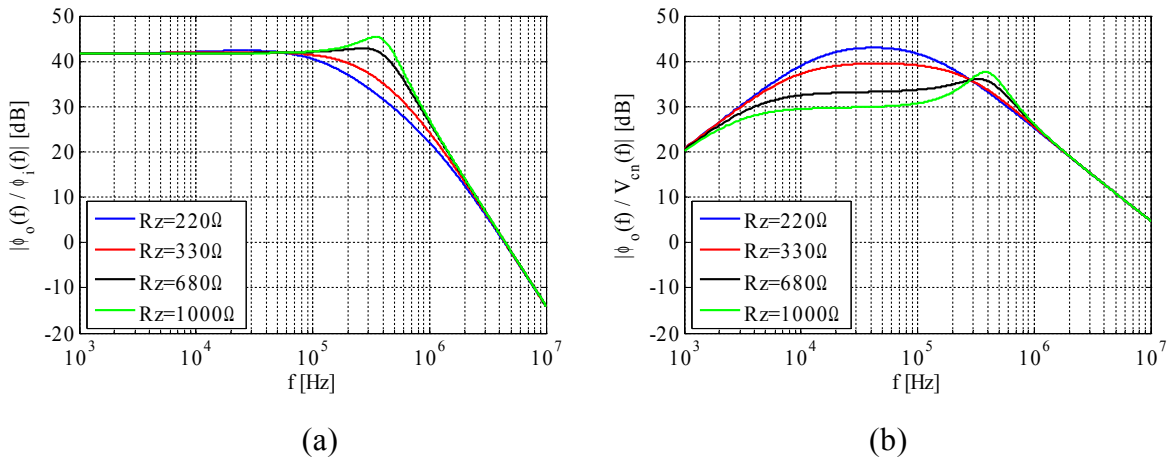
Com base no intervalo de valores de resistências que maximizam a margem de fase relativos às capacidades de 10 nF e 56 nF, apresentam-se os resultados das simulações numéricas relativas às funções de transferência  $\phi_o(s)/\phi_i(s)$  e  $\phi_o(s)/V_{cn}(s)$  dadas por (3.15) e (4.5), respetivamente. Os resultados apresentam-se nas figuras 4.22 e 4.23, respetivamente.

**Figura 4.22:** Função de transferência  $C_z=10\text{nF}$ : (a)  $|\phi_o(f)/\phi_i(f)|$ ; (b)  $|\phi_o(f)/V_{cn}(f)|$ .

Verifica-se, pela figura 4.22 (a), que o comportamento de  $|\phi_o(s)/\phi_i(s)|$  tende a exibir sobre-elevação em duas frequências distintas devido à variação de  $R_z$ . Quando o valor deste componente se aproxima de zero, a função de transferência apresenta uma sobre-elevação que tende para a frequência de ressonância de 93 kHz, dada pelo paralelo das capacidades  $C_z$  e  $C_p$ . O aumento de  $R_z$ , leva a que a sobre-elevação tenda para a frequência de 404 kHz, correspondente à ressonância dada pela capacidade  $C_p$ .

A figura 4.22 (b) representa, para a mesma gama de valores de  $R_z$ , o comportamento do ruído referenciado à entrada do VCO. Verifica-se que o aumento da resistência  $R_z$  leva à diminuição gradual do valor máximo do ruído, que ocorre em torno de 100 kHz de afastamento da portadora.

O comportamento das funções de transferência  $|\phi_o(s)/\phi_i(s)|$  e  $|\phi_o(s)/V_{cn}(s)|$ , para  $C_z=56$  nF, encontra-se representado nas figuras 4.23 (a) e (b), respetivamente. Para valores de  $R_z$  inferiores a 330  $\Omega$  não se verifica o efeito da sobre-elevação representada na figura 4.22 (a). O comportamento em frequência de  $|\phi_o(s)/V_{cn}(s)|$  apresenta pior desempenho na zona junto à portadora (afastamento de 1 kHz). No entanto, para afastamentos da portadora superiores a 10 kHz, a função de transferência do ruído  $|\phi_o(s)/V_{cn}(s)|$  apresenta melhor desempenho do que a representada na figura 4.22 (b).

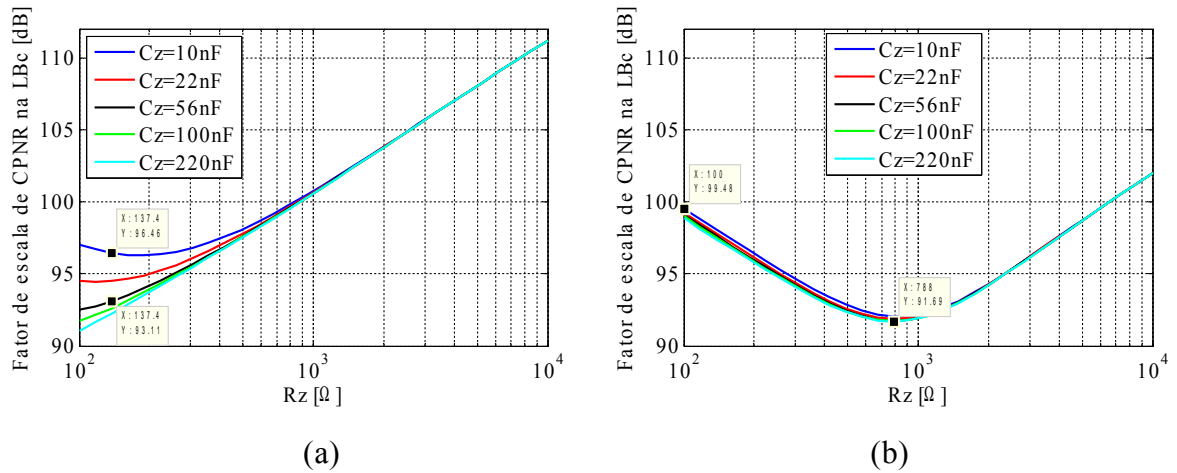


**Figura 4.23:** Função de transferência para  $C_z=56$ nF: (a)  $|\phi_o(f)/\phi_i(f)|$ ; (b)  $|\phi_o(f)/V_{cn}(f)|$ .

Para se aferir o comportamento do ruído de fase CP-PLL em função das duas referências indicadas, procede-se ao cálculo de CPNR para cada uma das contribuições. Como se assume que as fontes de ruído são incorrelacionadas, apresenta-se a variação de CPNR para as contribuições de ruído referenciado na entrada da CP-PLL, e na tensão de comando do VCO isoladamente. Assim sendo, integram-se as densidades espectralis de potência correspondentes às expressões (4.4) e (4.5) na largura de banda de canal com potência de ruído unitária. Os resultados da integração de cada uma das expressões encontram-se indicados na figura 4.24.

Na figura 4.24 (a) verifica-se que para valores de  $R_z$  inferiores a 1 k $\Omega$  ocorrem variações significativas no fator de escala de CPNR, nomeadamente entre as capacidades  $C_z=10$  nF e  $C_z=56$ nF.

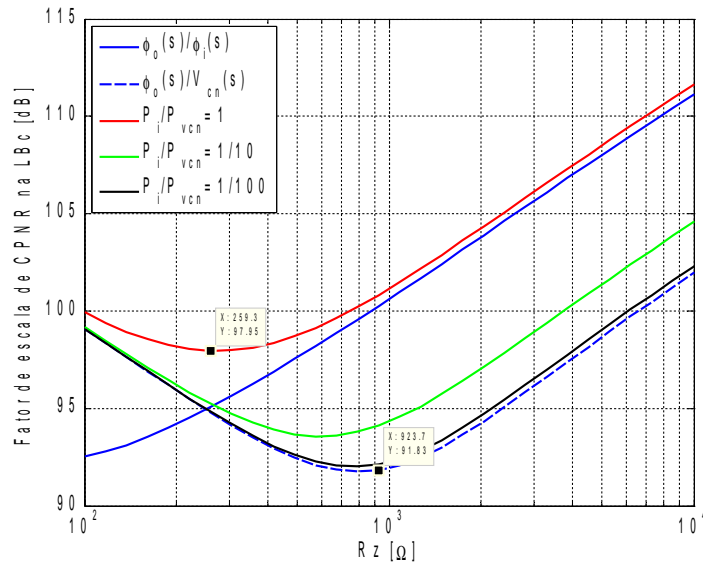
A variação do fator de escala de CPNR para  $|\phi_o(s)/V_{cn}(s)|$  encontra-se representada na figura 4.24 (b). Verifica-se maior sensibilidade à variação de  $R_z$  do que  $C_z$ , obtendo-se o valor mínimo quando  $R_z=788$   $\Omega$ . Os resultados obtidos demonstram uma variação no fator de escala de CPNR em mais de 6 dB.



**Figura 4.24:** Integração do ruído na  $LBC$  em função de  $R_z$ : (a)  $|\phi_o(s)/\phi_i(s)|$ ; (b)  $|\phi_o(s)/V_{cn}(s)|$

Para valores de  $R_z$  superiores a 1 k $\Omega$ , o fator de escala de CPNR aumenta em ambas as simulações, devido à sobre-elevação registada nas funções de transferência apresentadas nas figuras 4.23 e 4.24.

Tomando como referência a capacidade  $C_z=56\text{nF}$ , que minimiza o ruído de fase da CP-PLL, realiza-se um varrimento do valor de  $R_z$ , onde se obtém a variação do fator de escala de CPNR para as contribuições isoladas do ruído (expressões(4.4) e (4.5)) e contribuição conjunta para as três relações de potência indicadas na figura 4.25.



**Figura 4.25:** Fator de escala de CPNR das diversas contribuições de ruído contabilizado em  $LBC$  para  $C_z=56\text{nF}$ .

Dos resultados obtidos, conclui-se que o valor de  $R_z$  influencia o ruído de fase da CP-PLL. É com base nestas simulações numéricas que se vai validar experimentalmente o conceito de CPNR e, conseqüentemente a otimização do ruído de fase. Para se obter o valor concreto de CPNR é necessário determinar a tensão de ruído equivalente na entrada do VCO.

## 4.4 Ruído de Fase – Impacto ao Nível de Sistema

Nesta secção, apresentam-se os resultados das simulações obtidos em função do modelo do oscilador local com ruído de fase configurável, apresentado na secção 4.2.1, de onde se obtêm os valores de EVM em função de CPNR e SPNR.

Para a validação dos conceitos teóricos recorre-se aos dois modelos de simulação referentes às técnicas de modulação de sinais de conteúdo digital com portadora única e OFDM, apresentadas nas secções 3.2.1 e 3.2.2, respetivamente. Estes modelos permitem estimar o impacto que o ruído de fase do oscilador local proposto na secção 4.2.1 impõe no canal desmodulado, estimando-se o valor de EVM.

Os detalhes de implementação dos modelos de simulação encontram-se no anexo A.1 para o sistema de portadora única, correspondente ao diagrama de blocos apresentado na figura 3.5, e no anexo A.2 para OFDM, cujo diagrama de blocos está indicado na figura 3.7.

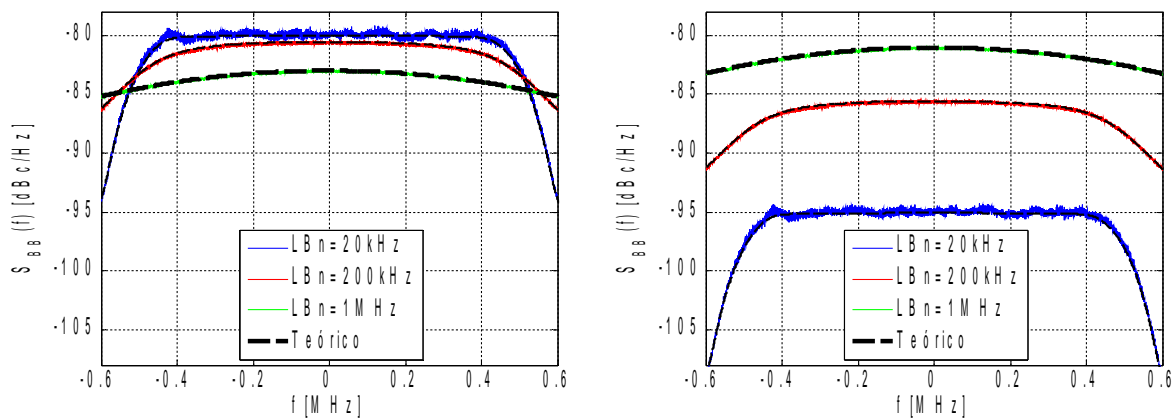
### 4.4.1 Portadora Única

A sequência de dados é obtida através do gerador aleatório de números inteiros com distribuição uniforme, que apresenta na sua saída uma sequência de amplitudes compreendidas num intervalo entre zero e  $M-1$ . Neste caso, é usada a codificação 16QAM com frequência de símbolo,  $f_{simb}$ , 1 MHz. Os filtros *square-root raised cosine* de emissão e receção têm um fator de *roll-off* de 0,2. A parametrização do modelo do oscilador local é idêntica à apresentada na secção anterior, isto é,  $P_{PN}$  constante e de valor -20 dBc.

As figuras 4.26 (a) e (b) representam o resultado da convolução entre o canal  $S_s(f)$  com filtragem *square-root raised cosine* e  $S_{PN}(f)$  obtido pelo modelo do oscilador local proposto na secção 4.2.1, para  $P_{PN}$  fixo e  $V_N^2$  fixo, respetivamente.

Os valores de  $LBn$  usados nas simulações são: 20 kHz, 200 kHz e 1 MHz. Na figura 4.26 (a), verifica-se que à medida que  $LBn$  aumenta, o valor máximo da densidade espectral de ruído diminui. Na figura 4.26 (b), verifica-se que o aumento de  $LBn$  leva ao aumento da densidade espectral do canal desmodulado, e consequentemente ao aumento do ruído de fase.

Conforme se verifica, para a largura de banda do ruído  $LBn=20$  kHz,  $S_s(f)$  apresenta um valor de -80dBc/Hz, correspondente a -20dBc, isto é,  $EVM = 10\%$ , o que corresponde a todo o ruído estar contido no canal. Para o valor de  $LBn=1$  MHz, a densidade espectral de potência apresenta um valor de -83 dBc/Hz, o que corresponde a  $EVM$  de 7,1%.



**Figura 4.26:** Densidade espectral de potência do canal desmodulado obtido pelo modelo de simulação com portadora única: (a)  $P_{PN}$  fixo; (b)  $V_N^2$  fixo.

Nas tabelas 4.2 e 4.3 apresentam-se os valores de EVM em função de SPNR e CPNR obtidos por dois métodos distintos: aferição espectral descrita na secção 4.2.2 e com base nas simulações do sistema de portadora única em função do modelo do oscilador local simplificado apresentado na secção 4.2.1. Para ambos os métodos usados indicam-se as tensões de ruído,  $v_n$ , relativas aos diferentes valores de  $LBn$  após realizar a equivalência dada por (4.9).

**Tabela 4.2:** Comparação dos parâmetros com  $P_{PN}$  constante.

		$LBn$ [MHz]		
		0,02	0,2	1
Aproximação Filtro 1ª Ordem	$v_n$	1,78	0,56	0,25
	EVM (SPNR)	0,1	0,092	0,072
	EVM (CPNR)	0,1	0,093	0,071
Modelo Proposto	EVM (SPNR)	0,1	0,092	0,071
	EVM (CPNR)	0,1	0,094	0,071

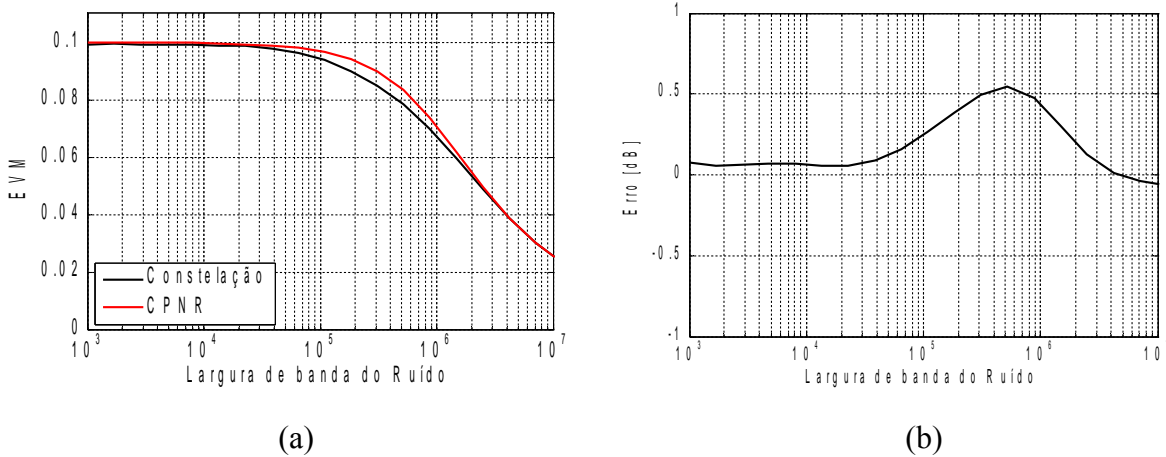
**Tabela 4.3:** Comparação dos parâmetros com  $V_N^2$  constante.

		$LBn$ [MHz]		
		0,02	0,2	1
Aproximação Filtro 1ª Ordem	$v_n$	0,31	0,31	0,31
	EVM (SPNR)	0,018	0,052	0,089
	EVM (CPNR)	0,018	0,052	0,088
Modelo Proposto	EVM (SPNR)	0,018	0,052	0,089
	EVM (CPNR)	0,018	0,052	0,089

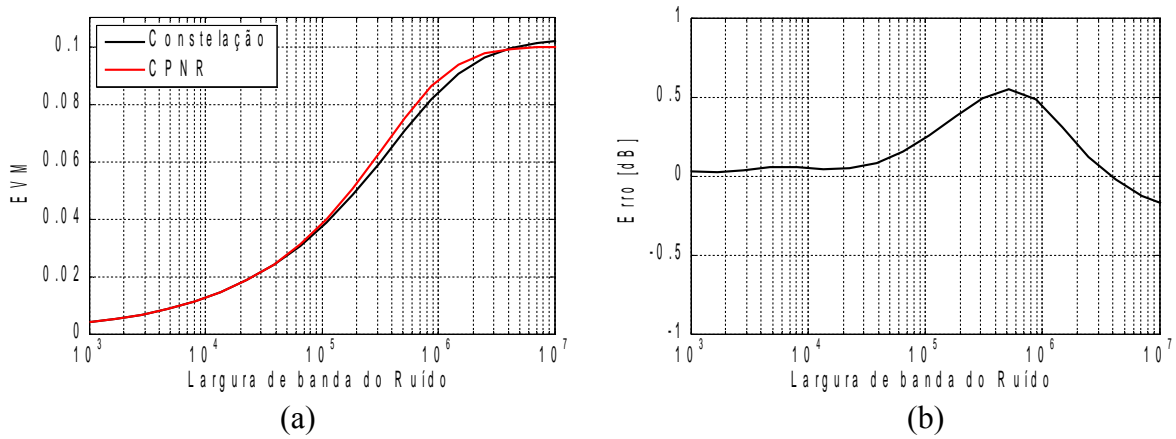
Dos resultados obtidos para ambas as condições de simulação verifica-se a validade do estudo apresentado na secção 4.2 e do modelo proposto para o oscilador local. Os valores de EVM obtidos com base no SPNR e CPNR, para ambas as condições de simulação nas larguras de banda apresentadas, são idênticos.

As figuras 4.27 (a) e 4.28 (a) apresentam a variação do EVM, em função da largura de banda do ruído para uma potência constante de 30dBm e  $V_N^2$  de -80dBc/Hz, respetivamente. Os valores de EVM são obtidos com base na constelação gerada pelo simulador de portadora única apresentado no anexo A.1 quando se usa o modelo do oscilador local proposto na secção 4.2.1. Os valores obtidos de EVM para ambas as simulações são comparados com as respetivas estimativas de CPNR. Verifica-se que, à semelhança do estudo realizado na secção 4.2, a maior discrepância entre os valores obtidos ocorre quando  $LBn$  é superior a 500 kHz.

O erro obtido, para as condições de simulação mencionadas anteriormente, encontra-se representado nas figuras 4.27 (b) e 4.28 (b), de onde se verifica que o mesmo não excede os 0,6 dB em ambos os casos. Embora se tenha obtido um valor inferior no estudo realizado na secção 4.2, correspondente a 0,5dB, é importante referir que esta comparação é realizada com base no EVM obtido pela constelação. Deste modo, é possível afirmar que, nas condições de simulação apresentadas, é válido estimar o EVM a partir da relação CPNR.



**Figura 4.27:** Variação de EVM com  $P_{PN}$  constante: (a) Constelação e CPNR; (b) Erro.



**Figura 4.28:** Variação de EVM com  $VN^2$  constante: (a) Constelação e CPNR; (b) Erro.

A confirmação da aproximação realizada revela-se uma mais valia para a minimização do ruído de fase em sistemas de portadora única. A característica passa-baixo do ruído de fase em torno da portadora ideal, permite estimar e consequentemente minimizar o impacto do ruído de fase na largura de banda do canal.

#### 4.4.2 Sistemas multi-portadora

Nesta secção, apresentam-se os resultados do sistema OFDM implementado, descrito em detalhe no anexo A.2, sujeito ao ruído de fase do oscilador local proposto na secção 4.2.1. À semelhança do sistema de portadora única, o sinal gerado em banda base é codificado em 16QAM com frequência de símbolo fixa de 1 MHz.

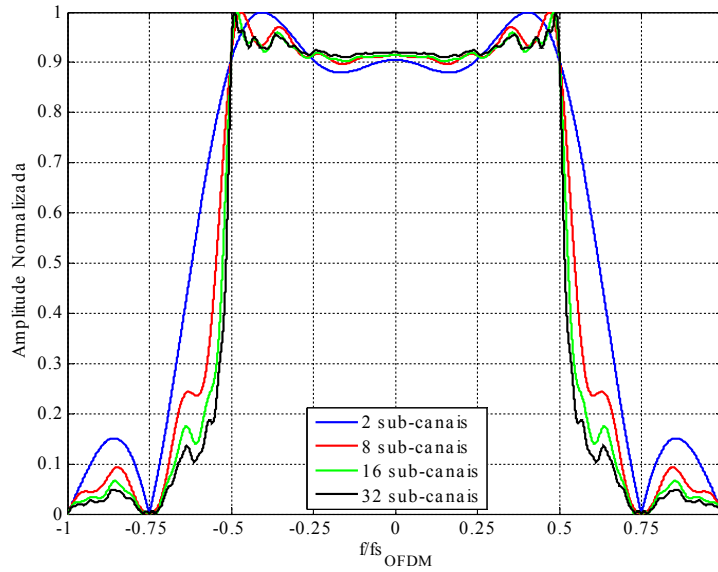
Num sistema OFDM, ao contrário de um sistema de portadora única, a largura de banda do canal modulado é sujeita a alterações, nomeadamente a largura de banda efetiva ocupada. A figura 4.29 representa a envolvente da densidade espectral de potência do canal OFDM com diversos sub-canais, normalizado à frequência de símbolo. Verifica-se que a largura de banda efetiva do canal varia em função do número de sub-canais ativos, para uma dada frequência de símbolo constante,  $f_{S_{OFDM}}$ .

O valor da largura de banda é dado por

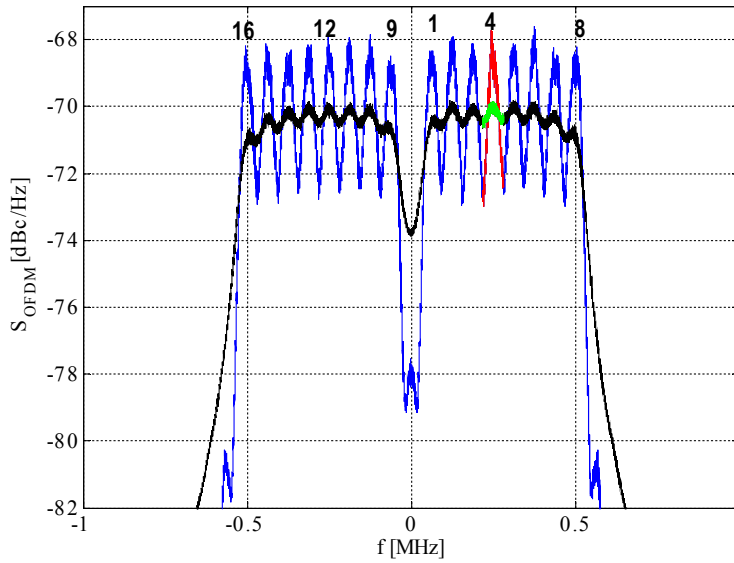
$$LB_{OFDM} = f_{S_{OFDM}} \left( 1 + \frac{1}{nCanaís} \right), \quad (4.17)$$

de onde se verifica que, com o aumento do número de sub-portadoras, a largura de banda do sinal OFDM tende para a frequência de símbolo, conforme representado na figura 4.29.

Como primeira abordagem, a configuração do modelo do oscilador local com ruído de fase é idêntica à apresentado na secção 4.4.1: potência total do ruído de fase na banda de simulação constante de -20dBc e a frequência de corte do ruído variável.



**Figura 4.29:** Largura de banda do canal OFDM em função do número de sub-canais.



**Figura 4.30:**  $S_{OFDM}(f)$  com 16 canais para dois valores de  $f_{cr}$  distintos.

Os sinais representados a azul e preto na figura 4.30, correspondem à convolução entre a densidade espectral do canal OFDM e a densidade espectral do ruído de fase  $S_{PN}(f)$  descrito na secção 4.2.1, para as larguras de banda de 10 kHz e 100 kHz. A vermelho e verde estão representados os sub-canais analisados. Estão indicados igualmente os índices de cada sub-canal.

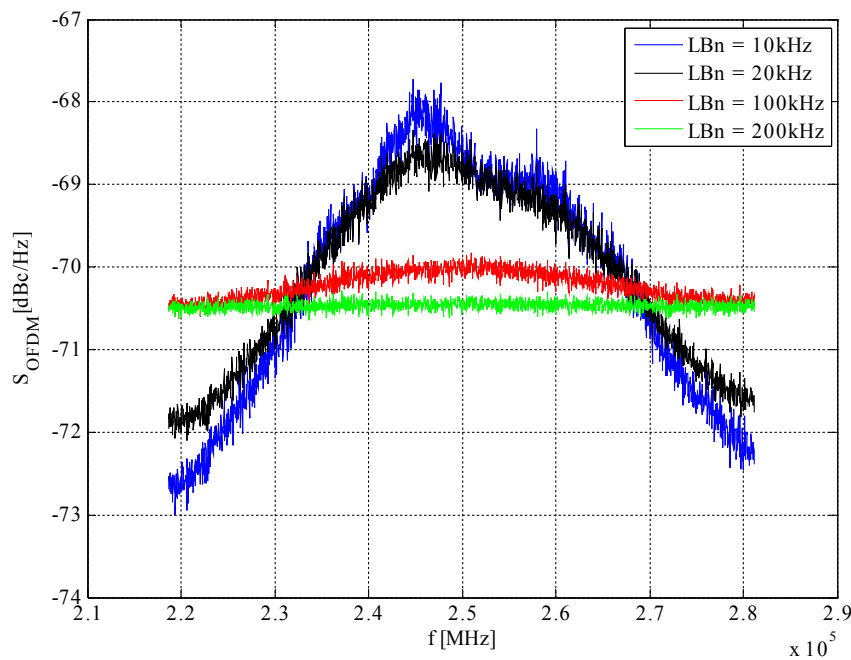
Verifica-se que o aumento de  $LBn$  leva à diminuição dos valores máximos de  $S_{OFDM}(f)$  em cada sub-canal. No entanto, a gama de variação destes diminui, já que a potência do ruído é constante. Outra característica típica da existência de ruído de fase é visível pelo alargar dos limites do canal OFDM com o aumento da  $LBn$ .



À semelhança do estudo realizado no sistema de portadora única, apresentado na secção 4.4.1, quantifica-se o ruído através do cálculo do EVM com base na análise espectral. Para o caso representado na figura 4.30, a largura de banda de cada um dos 16 sub-canais corresponde a 62,5kHz.

A figura 4.31 apresenta a variação dos valores de  $S_{OFDM}(f)$  no sub-canal indicado na figura 4.30, em função do valor da largura de banda do ruído de fase,  $LBn$ . Verifica-se que com o aumento deste valor, a densidade espectral de potência resultante apresenta uma variação semelhante para valores de  $LBn$  inferiores à largura de banda do sub-canal. Para valores na mesma ordem grandeza ou superior,  $S_{OFDM}(f)$  apresenta uma característica quase constante em toda a banda. Esta característica deve-se ao fato de  $LBn$  ser superior à largura de banda de sub-canal, o que implica que o sinal resultante seja constante nos limites da banda do sub-canal.

O EVM obtido por análise espectral no sub-canal apresentado varia entre 9,99% e 9,4%, para os valores mínimo e máximo de  $LBn$  apresentada na figura 4.31.

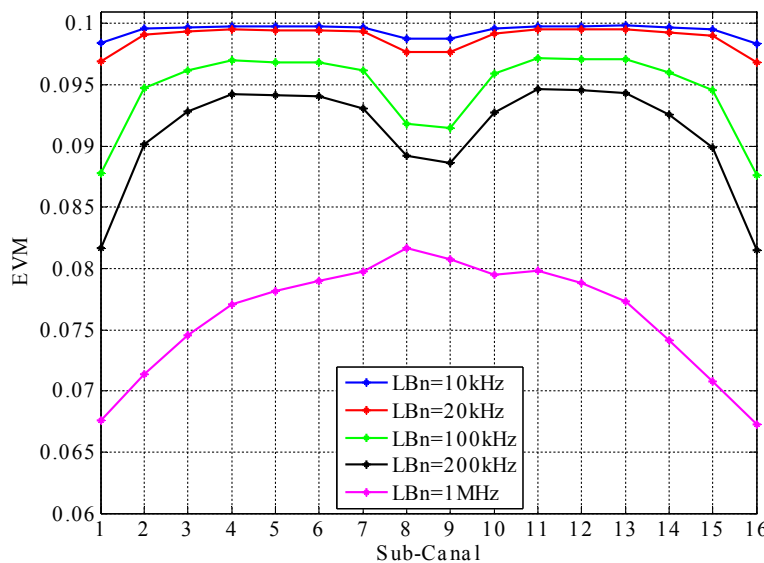


**Figura 4.31:**  $S_s(f)$  do 4º sub-canal OFDM com 16 portadoras para diferentes  $LBn$ .

Conforme apresentado na figura 4.30 o valor de  $S_{OFDM}(f)$  varia não só em função do valor de  $LBn$  mas também em função da localização do sub-canal contido no canal OFDM. Esta característica leva a que se apresente a variação do valor de EVM em função da localização de cada sub-canal dentro da largura de banda total, cujos resultados se encontram representados na figura 4.32. Os respetivos índices de cada sub-canal estão indicados na figura 4.30.

Verifica-se que a variação de EVM, obtido por análise espectral, não apresenta uma variação significativa quando  $LBn$  é inferior à largura de banda de sub-canal. Isto deve-se a que o espectro do ruído esteja todo contido dentro da largura de banda, apresentando assim um comportamento semelhante ao sistema de portadora única.

Quando os valores de  $LBn$  são superiores à largura de banda do sub-canal, nota-se um decréscimo do ruído nos sub-canais centrais de cada banda lateral, sendo estes mais significativos nos sub-canais mais afastados da frequência central. Isto deve-se ao número de sub-canais existentes na proximidade do sub-canal analisado.

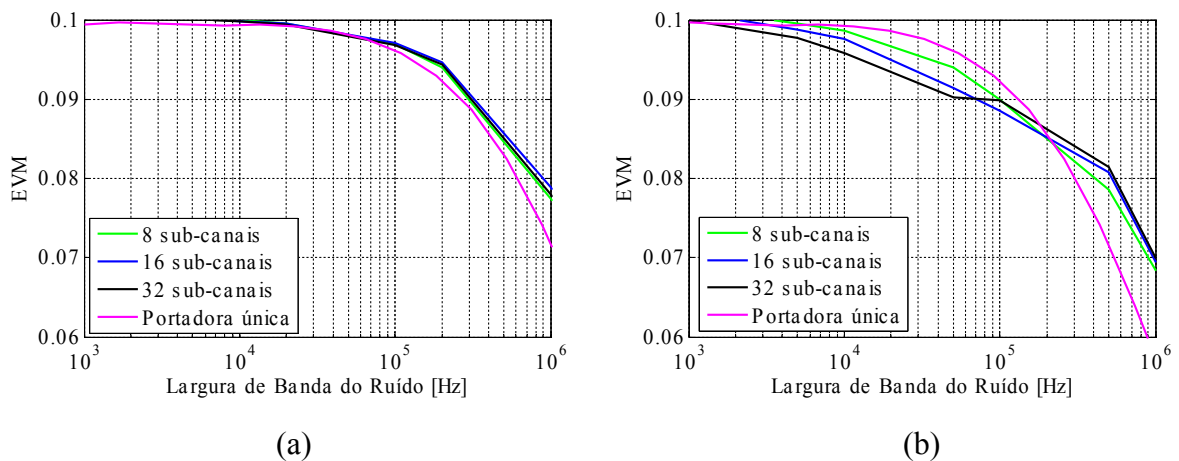


**Figura 4.32:** Variação de EVM ao longo do canal OFDM.

As figuras 4.33 (a) e (b) representam a variação do EVM obtido por análise espectral para os canais no centro da banda lateral superior do canal OFDM e para o primeiro sub-canal da banda, respetivamente. Verifica-se que para os sub-canais centrados numa das bandas laterais do canal OFDM, o sistema de portadora única apresenta melhor desempenho para valores de  $LBn$  da mesma ordem de grandeza da largura de banda do canal.

Relativamente aos canais localizados no extremo do canal OFDM, estes apresentam melhor desempenho do que os centrados nas bandas laterais. Este fator está relacionado com a influência do ruído de fase entre sub-canais adjacentes.

Como exemplo, num canal OFDM com 16 sub-canais, tendo em conta a numeração atribuída na figura 4.30, os índices dos canais que são menos afetados pelo ruído de fase do oscilador local são o 1, 8, 9 e 16. Daqui se conclui, para o exemplo dado, que a inserção de portadoras piloto deve ser realizada nos canais indicados [8].



**Figura 4.33:** EVM num canal OFDM: (a) centro da banda lateral; (b) primeiro canal.

## 4.5 Sumário e Discussão

Este capítulo teve como finalidade a caracterização e otimização do ruído de fase em sistemas rádio. A caracterização realizada dividiu-se em dois tópicos: ruído de fase do oscilador local isolado e o impacto que o oscilador com ruído de fase impõe no canal desmodulado.

A caracterização do oscilador isolado teve como base o modelo linear da CP-PLL apresentado no capítulo 3.3.2, onde foi acrescentada uma fonte de ruído na tensão de comando do VCO, conforme indicado na secção 4.1.2. O modelo proposto permitiu analisar o ruído de fase na saída da CP-PLL referenciado ao sinal de entrada do sintetizador, e à tensão de comando do VCO. Verificou-se que, à parte das sobre-elevações registadas nas funções de transferência, o ruído de fase exhibe um comportamento passa-baixo. Com base nas simulações realizadas, apresentou-se a relação CPNR, que permite quantificar o ruído de fase do oscilador local isolado, numa dada largura de banda. Este parâmetro permite descrever o ruído de fase com uma densidade espectral de potência com comportamento passa-baixo de primeira ordem.

Para quantificar o impacto do ruído de fase no canal desmodulado, determinou-se a relação SPNR, obtida em função de dois tipos de filtragem de canal: ideal e *square-root raised cosine*. Por forma a manter as mesmas condições de ruído de fase, a densidade espectral de potência usada nas simulações numéricas, apresentou um comportamento passa-baixo de primeira ordem.

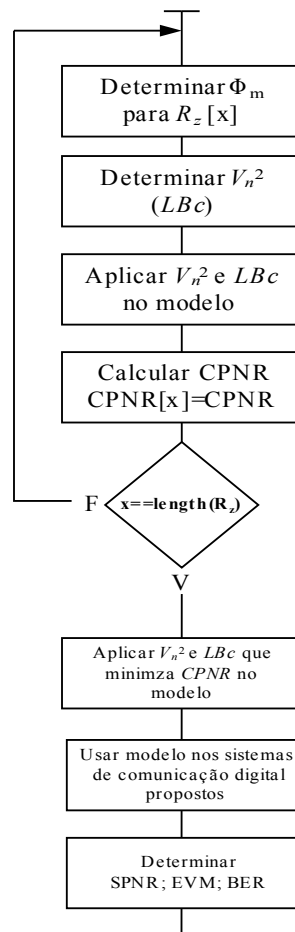
As aproximações realizadas, suportadas por cálculo numérico, permitiram concluir que as relações CPNR e SPNR são idênticas quando a largura de banda do ruído é menor do que a largura de banda do canal. Os valores de CPNR e SPNR diferem quando a largura de banda do ruído de fase é da mesma ordem de grandeza do canal, não excedendo os 0,6 dB. Tal acontece quando a largura de banda do ruído se aproxima da largura de

banda do canal. A comparação entre as duas relações, permitiu concluir que se pode estimar o EVM em função das relações indicadas com erro inferior a 0,6 dB [10].

Com base nos pares de valores de componentes do filtro de malha que minimizam o ruído de fase, determinou-se a variação de CPNR. Conclui-se que a relação CPNR é mais sensível à variação da resistência  $R_z$  do que à variação da capacidade  $C_z$ . Os valores de  $C_z$  obtidos são usados na caracterização experimental realizada no capítulo 5.

Em função do modelo proposto para o oscilador local apresentado na secção 4.2.1, determinou-se o impacto do ruído de fase nas modulações de portadora única e OFDM. Os valores de EVM obtidos pela constelação e pelo CPNR não apresentaram diferenças superiores a 0,6 dB.

A figura 4.34 representa o fluxograma que resume o método usado para minimizar o ruído de fase do oscilador local e estimar o impacto que este ruído impõe no canal desmodulado, de acordo com os métodos propostos nas secções 4.2.1, 4.2.2, 4.3 e 4.4.



**Figura 4.34:** Fluxograma para a minimização do ruído de fase e simulação num sistema de comunicação digital.

Dos resultados obtidos neste capítulo conclui-se que é possível estimar o impacto do ruído de fase do oscilador local no canal rádio desmodulado, e assim relacionar as métricas de RF e banda base.

## 5 Resultados Experimentais

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais para a validação dos estudos realizados nos capítulos 3 e 4. Os ensaios são efetuado com o rádio MAX2829 da MAXIM [11]. Este rádio opera nas bandas de frequência relativas às normas IEEE802.11a/b/g [2][3][4].

### 5.1 Rádio e Bancada de Testes – Descrição e Enquadramento

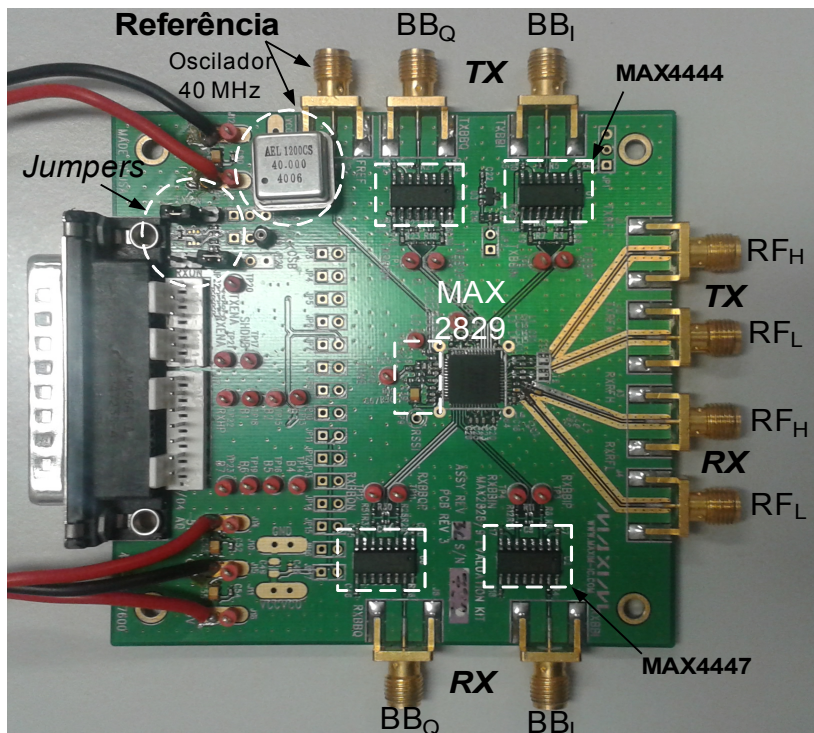
Nesta secção descreve-se o sistema rádio de forma resumida, bem como os equipamentos usados na sua caracterização. Dada a variedade dos ensaios realizados em RF e banda base, foi necessário recorrer a equipamentos de medida adequados à caracterização dos diferentes sinais.

#### 5.1.1 Placa de Desenvolvimento do Circuito Integrado MAX2829

A placa de desenvolvimento usada na caracterização experimental deste trabalho encontra-se fotografa na figura 5.1, onde estão representadas as fichas com as respetivas identificações dos diversos sinais. A tensão de alimentação do rádio MAX2829 é de 3,3V.

A ficha representada no lado esquerdo da figura 5.1 (DB25), realiza a interface entre o sistema rádio e um computador, para a configuração de diversos parâmetros do rádio. Entre estes, temos a frequência de funcionamento do sintetizador, razão de divisão do sinal de referência, ganhos e larguras de banda dos diversos filtros. O sintetizador de frequência existente no MAX2829 apresenta a topologia CP-PLL [11].

Mediante a configuração dos *jumpers* assinalados na placa de teste, o rádio MAX2829 pode funcionar em modo emissão (**TX**) ou receção (**RX**).



**Figura 5.1:** Placa de circuito impresso de desenvolvimento e teste do rádio MAX2829.

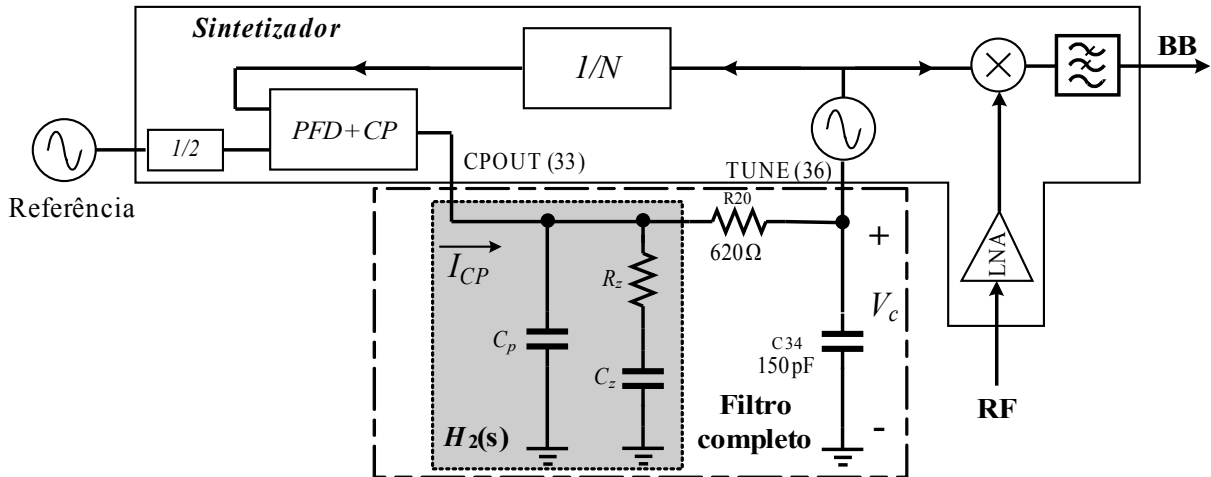
A ficha representada no topo superior do lado esquerdo dá acesso ao pino do sinal de referência. Em vez de se usar um gerador externo, optou-se por soldar um oscilador a cristal de frequência 40 MHz, conforme assinalado na figura 5.1. O sinal produzido por este dispositivo é aplicado a um divisor de frequência com razão dois, interno ao rádio MAX2829. Assim, o sinal de referência do sintetizador tem uma frequência,  $f_{REF}=20$  MHz.

Em modo emissão (**TX**), os sinais IQ em banda base são aplicados nas fichas  $BB_I$  e  $BB_Q$ , representadas na parte superior da figura 5.1. Antes do processo de modulação, os sinais aplicados nestas entradas passam pelo circuito MAX4444 [69]. Este circuito realiza a conversão para modo diferencial dos sinais em banda base a aplicar às entradas do circuito MAX2829. O canal rádio é obtido nas fichas  $RF_H$  para a banda dos 5,2GHz ou  $RF_L$  para a banda referente aos 2,4GHz.

Em modo receção (**RX**), o canal rádio proveniente de  $RF_H$  ou  $RF_L$  é aplicado ao misturador que, em conjunto com o sintetizador, converte para banda base os sinais IQ. Estes sinais são aplicados a dois conversores diferencial para unipolar MAX4447 [70], representados na figura 5.1. Os sinais desmodulados podem ser reproduzidos num osciloscópio e adquiridos via GPIB para posterior processamento [6].

### MAX2829 - Sintetizador CP-PLL

A figura 5.2 representa, de forma simplificada, o bloco receção existente no rádio MAX2829, onde se enquadram os blocos constituintes da CP-PLL, filtro de malha e sinal de referência. O filtro de malha, composto pelos diversos componentes apresentados, é externo ao sintetizador.

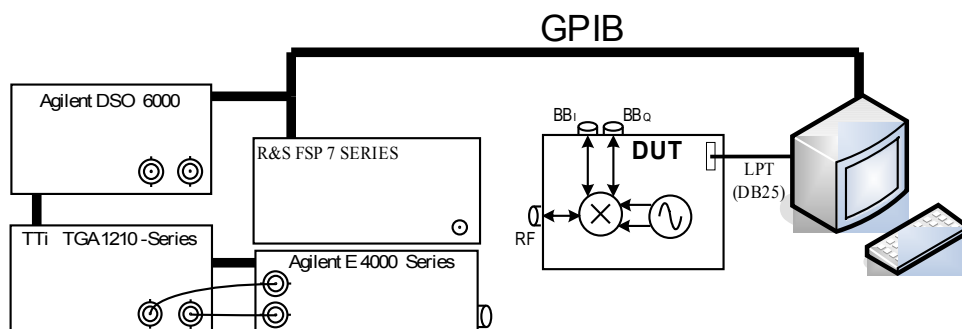


**Figura 5.2:** Enquadramento do filtro de malha no circuito MAX2829 [11][66].

O pino de saída da *charge-pump* e o pino da tensão de comando do VCO correspondem aos pontos de acesso CPOUT e TUNE, respetivamente [11][66]. Dentro do retângulo a sombreado encontra-se a topologia de filtro estudada,  $H_2(s)$ . Dentro do retângulo a tracejado encontra-se mais uma resistência e condensador os quais formam um pólo, localizado a 1,7 MHz. O conjunto entre componentes mencionados e o filtro  $H_2(s)$  é designado, neste capítulo, como filtro completo.

### 5.1.2 Descrição da Bancada de Testes

A bancada de testes é constituída pela placa de desenvolvimento e pelos equipamentos indicados na figura 5.3, controlados por GPIB. Como este circuito pode funcionar em modo emissão ou receção, opta-se por apresentar bidirecionalidade nas fichas RF e BB para facilitar a exposição.



**Figura 5.3:** Enquadramento do rádio MAX2829 na bancada de testes.

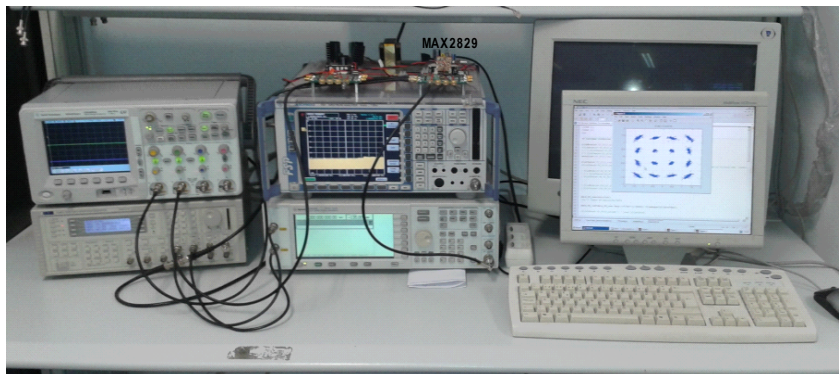
O gerador arbitrário TTI TGA1210 disponibiliza dois sinais analógicos em banda base previamente gerados no MATLAB e guardados no cartão de memória. Como as medidas são realizadas em regime pulsado, recorre-se a um terceiro sinal usado como sinal de sincronismo do osciloscópio. Este sinal indica o instante de disparo com duração configurável. Esta duração calculada de acordo com a duração da trama a transmitir.



A aquisição dos dados é realizada com uma frequência de amostragem dez vezes superior à frequência de símbolo. Os sinais obtidos são aplicados ao gerador RF Agilent E4000, responsável por produzir o canal RF com frequência e potência configuráveis.

O osciloscópio Agilent DSO6000 permite a visualização e captura, via GPIB, dos sinais provenientes das saídas  $BB_I$  e  $BB_Q$  do MAX2829, sendo estes posteriormente analisados para caracterização de desempenho do sistema rádio baseada na estimação do EVM[6].

O analisador de espectros Rohde & Schwarz FSP7, cuja banda de funcionamento varia entre os 9 kHz e os 7 GHz. Este equipamento permite a visualização e captura dos espectros necessários para a caracterização rádio, nomeadamente para o estudo do ruído de fase do VCO em malha aberta e fechada. A fotografia da bancada de testes encontra-se na figura 5.4.



**Figura 5.4:** Fotografia da bancada de testes.

## 5.2 Caracterização Experimental do Sintetizador CP-PLL

Para melhor aferição dos parâmetros experimentais relacionados com o sintetizador de frequência existente no rádio MAX2829 procedeu-se à sua caracterização. Para tal, extraiu-se a curva característica do VCO e o respetivo ruído de fase em malha aberta. Esta caracterização permite inferir qual o valor da tensão de ruído,  $v_n$ , referenciado à entrada do VCO, a usar no modelo linear do sintetizador descrito na secção 4.1.2. Obteve-se igualmente o ruído de fase em malha fechada, para posterior comparação com a otimização realizada.

### 5.2.1 Curva Característica do VCO

Na descrição do circuito MAX2829, apenas são referidos alguns valores de  $K_{VCO}$  referentes às tensões de comando limite do VCO, sendo os restantes apresentados em forma de gráfico [11]. Assim, para obter o valor do ganho com maior precisão, comparativamente à aproximação pelo referido gráfico, optou-se por caracterizar experimentalmente o VCO.



A caracterização do VCO em regime livre implica eliminar a realimentação existente no sintetizador. Para tal, interrompeu-se a ligação entre o filtro de malha e a entrada de comando do VCO (TUNE) representadas na figura 5.2. A tensão de controlo é aplicada no pino TUNE, obtida por um divisor potenciométrico. Este garante que a tensão aplicada entre a entrada de comando do VCO e a massa é oriunda da mesma fonte de alimentação do circuito integrado, minimizando o ruído nas medidas realizadas.

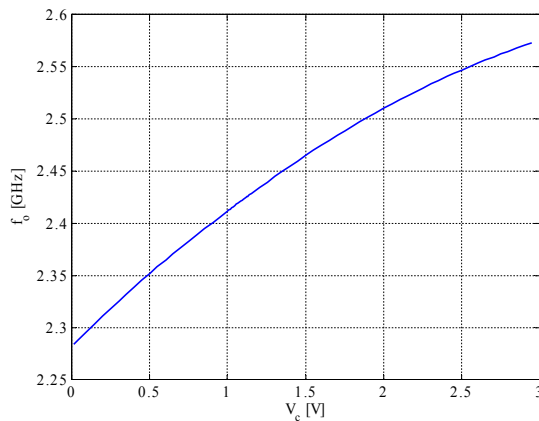
Conforme se verifica na figura 5.2, não se tem acesso direto ao oscilador local. Assim, este é avaliado de forma indireta com medições na saída do modulador/desmodulador. Para tal, com o rádio em modo emissão, aplicou-se nas entradas  $BB_I$  e  $BB_Q$ , dois sinais sinusoidais com frequência de 1 MHz e amplitude de 500 mV, fornecidos pelo gerador TTI TGA1210. A partir do espectro do sinal resultante, medido pelo analisador de espectros na ficha  $RF_L$  (**TX**), representado na figura 5.1, obtêm-se os resultados, que se apresentam em seguida.

A figura 5.5 (a) apresenta a variação da frequência do sinal de saída do VCO em função da tensão de comando  $V_c$  na banda dos 2,4GHz. Para os valores obtidos é possível determinar o valor de  $K_{VCO}$  na banda de interesse com

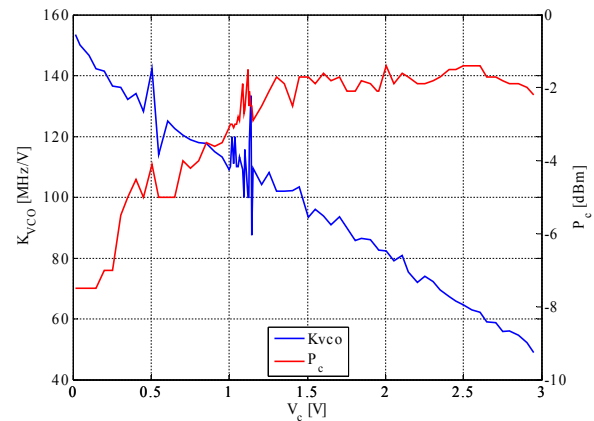
$$K_{VCO} = \frac{\Delta f_o}{\Delta V_c} [Hz/V]. \quad (5.1)$$

A evolução de  $K_{VCO}$  em função da tensão  $V_c$ , está representada na figura 5.5 (b), de onde se pode verificar que existe concordância entre os valores obtidos e os apresentados na descrição técnica do circuito MAX2829 [11].

Na figura 5.5 (b) encontra-se representada a variação da potência do sinal de saída do VCO expressa em dBm. Verifica-se que, para tensões  $V_c$  superiores a 1V, o valor de  $P_c$  varia em torno de -2dBm. Para valores de  $V_c$  inferiores a 1V, a potência do sinal decresce apresentando um valor 3dB abaixo da potência máxima registada, correspondente a  $V_c=0.4V$ , diminuindo significativamente para tensões abaixo desse valor.



(a)



(b)

**Figura 5.5:** VCO em função de  $V_c$ : (a) frequência de oscilação; (b)  $K_{VCO}$  e  $P_c$ .

Desta forma, considera-se esta a tensão mínima de funcionamento, que corresponde à frequência de oscilação natural do VCO:  $f_n=2,31$  GHz. Este valor é importante para a validação do modelo dinâmico do sintetizador, conforme se apresenta na 5.3.2.

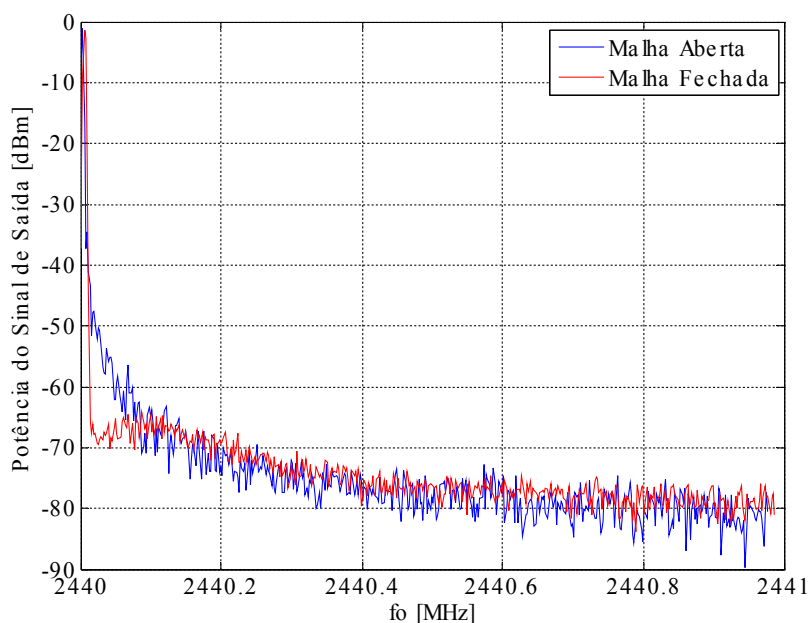
### 5.2.2 Ruído de Fase

Mantendo as configurações descritas na secção 5.2.1, no que diz respeito à configuração do sinal aplicado ao sistema rádio, caracteriza-se experimentalmente o ruído de fase do sintetizador em malha aberta, correspondente ao VCO em regime livre, e em malha fechada (sintetizador).

Na figura 5.6 encontram-se duas aquisições de espectros distintas: sintetizador em malha aberta (VCO) e malha fechada. Ambos os espectros correspondem à mesma frequência de oscilação de 2440 MHz, adquiridos numa largura de banda de 1 MHz e com RBW-Resolution bandwidth de 3kHz. Dos espectros obtidos verifica-se a redução esperada do ruído de fase do sintetizador para frequências próximas das da portadora.

O analisador de espectros usado na caracterização experimental deste trabalho não reproduz de forma automática o gráfico do ruído de fase, pelo que foi necessário implementar software para controlo e aquisição das sinais medidos via GPIB.

Para a caracterização do ruído de fase, a aquisição dos dados é obtida após a realização de dez médias. Cada captura é analisada para o cálculo do ruído de fase referente a vários afastamentos da portadora ( $\Delta f$ ). Neste processo, para garantir rigor na medida do valor do ruído de fase, recorreu-se a uma janela deslizante em torno da frequência de afastamento desejada.

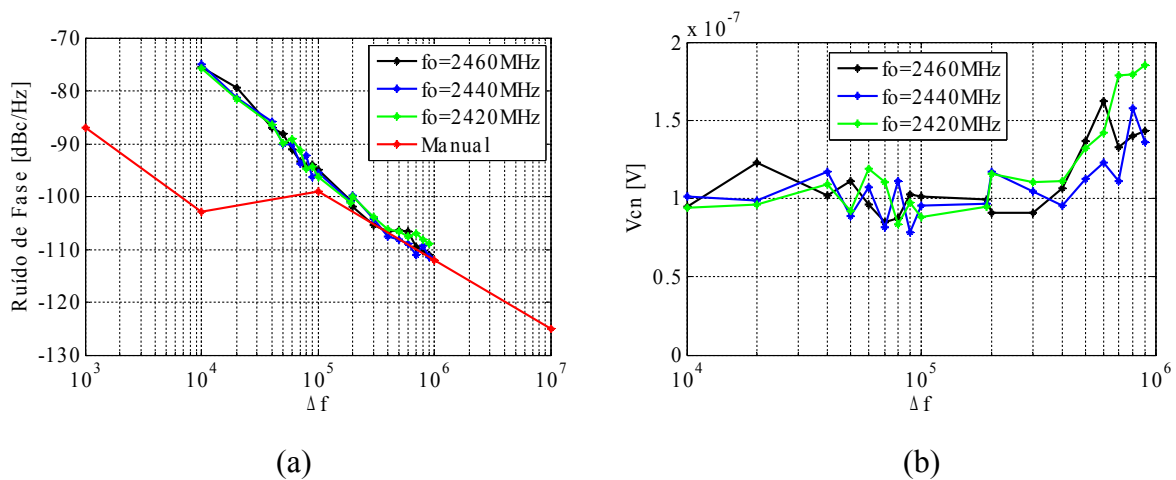


**Figura 5.6:** Captura dos espectros em malha aberta e fechada do sintetizador.

Como exemplo, para um afastamento à portadora de 10 kHz da portadora, o SPAN usado é de 100 kHz e RBW de 300 Hz. Dado que se adquirem 500 pontos, o passo em frequência corresponde a 200Hz. Assim, uma janela deslizante com 5 pontos corresponde a realizar a média numa largura de 1kHz.

### *Malha Aberta*

A caracterização em regime livre do VCO encontra-se representada na figura 5.7 (a). Esta caracterização foi realizada para as tensões de comando de 1,46V, 1,25V e 1,07V, as quais correspondem às frequências 2460 MHz, 2440 MHz e 2420 MHz, respetivamente. A curva a vermelho representa a informação do ruído do sintetizador, fornecido pelo fabricante em malha fechada [11].



**Figura 5.7:** Caracterização experimental do ruído de fase do VCO em regime livre: (a) ruído de fase; (b) tensão de ruído.

Para afastamentos da portadora superiores a 100kHz, verifica-se que os valores obtidos são semelhantes à descrição do circuito MAX2829 [11]. Devido à instabilidade do VCO em malha aberta, foi difícil caracterizar valores do ruído de fase para afastamentos da portadora inferiores a 10 kHz, já que a variação em frequência da portadora é da ordem de grandeza do afastamento pretendido.

Os resultados obtidos demonstram o comportamento esperado do ruído de fase de um oscilador em regime livre, conforme descrito na secção 4.1.1, correspondente ao modelo de Leeson [12].

Em função da variação da potência do ruído de fase na saída do VCO, pode-se estimar a tensão de ruído presente na tensão de comando,  $V_c$ . Conforme indicado na figura 5.7 (a), para  $\Delta f=100$  kHz, o ruído de fase medido é de -95dBc/Hz, o que corresponde a uma tensão de ruído na entrada do VCO de  $0,102\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

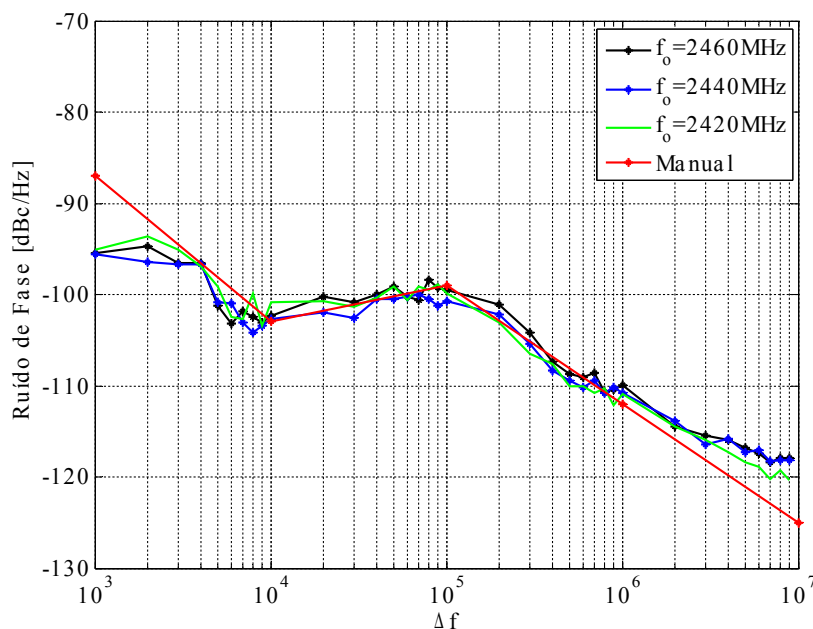
Na figura 5.7 (b) estão representados os valores de  $V_{cn}$  em função do afastamento da portadora, para as frequências de oscilação indicadas. Os valores de  $V_{cn}$  apresentados são obtidos segundo a expressão

$$V_{cn} = \frac{\sqrt{P_{PN}}}{(K_{VCO}/2\pi\Delta f)} [V], \quad (5.2)$$

para diferentes valores de  $\Delta f$ . De acordo com a variação desta tensão até 500kHz de afastamento da portadora, pode-se considerar ruído branco na entrada de comando do VCO. Os resultados obtidos validam a aproximação realizada na secção 4.1.2, onde se considerou uma fonte de ruído com as características apresentadas.

### ***Malha Fechada***

A figura 5.8 representa a caraterização experimental do ruído de fase em malha fechada para os três valores de frequência da portadora indicados. Os resultados obtidos são comparados com a descrição do circuito MAX2829 [11].



**Figura 5.8:** Caraterização experimental do ruído de fase do VCO.

Na zona próxima da portadora os três primeiros valores extraídos, para os três valores de  $f_o$  indicados, diferem dos valores descritos em [11]. A diferença registada está relacionada com a sensibilidade dos equipamentos de medida usados. Para valores de afastamento da portadora compreendidos entre 3kHz a 1MHz, os valores obtidos apresentam elevada concordância com a aproximação assintótica.

Das caraterizações realizadas, embora não se consiga medir diretamente o VCO, conseguem-se obter resultados próximos dos descritos para o circuito MAX2829 [11]. Este método indireto de medida permite obter valores de ruído de amplitude e ruído de fase. Para valores de afastamento à portadora superiores a 1 MHz, existe uma diferença nos valores obtidos, os quais se devem ao ruído de amplitude sobressair sobre o ruído de fase.

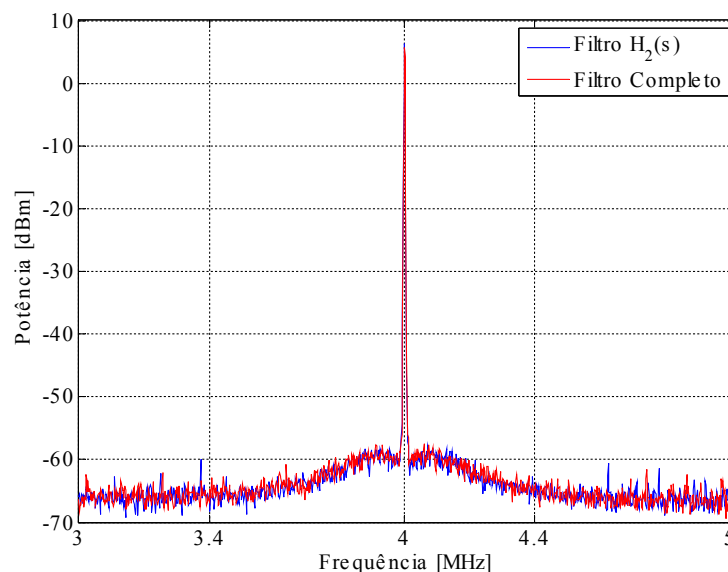
### 5.3 Validação Experimental – Sintetizador

Nesta secção procede-se à validação dos modelos do sintetizador estudados na secção 3.3. Esta validação consiste na aquisição do espectro da portadora para diferentes valores da resistência  $R_z$  do filtro  $H_2(s)$ . Comparam-se os resultados experimentais obtidos com o modelo linear apresentado na secção 3.3.2.

Os testes são realizados com o circuito MAX2829 configurado em modo receção, de acordo com a descrição indicada na secção 5.1. A validação é realizada para uma frequência de portadora de 2440 MHz. É aplicada na entrada RF um tom, proveniente do gerador RF, de 2444 MHz e potência -40dBm, obtendo-se um sinal na frequência intermédia de 4 MHz.

A escolha do valor da frequência intermédia é baseada em dois fatores: limite mínimo de frequência do analisador de espectros a 9kHz e largura de banda máxima do sistema de 20MHz [11]. Como o canal rádio usado na caracterização experimental apresenta uma largura de banda de 1MHz, e a banda passante do sistema apresenta um patamar na frequência de 4 MHz, optou-se por usar este valor. Deste modo os limites mínimo e máximo do canal ficam limitados entre 3,5 MHz e 4,5 MHz. Outro fator a ter em conta está relacionado com os circuitos de conversão MAX4444 e MAX4447. Este circuitos têm acoplamento AC, o que impossibilita a realização da conversão direta do canal a caracterizar.

Na figura 5.9 estão representados os espectros do sinal de saída do sintetizador, quando o filtro de malha é constituído apenas pelos componentes da topologia  $H_2(s)$  bem como para o filtro completo representado na figura 5.2. Ambos os espectros são obtidos na saída  $BB_1$  do rádio.

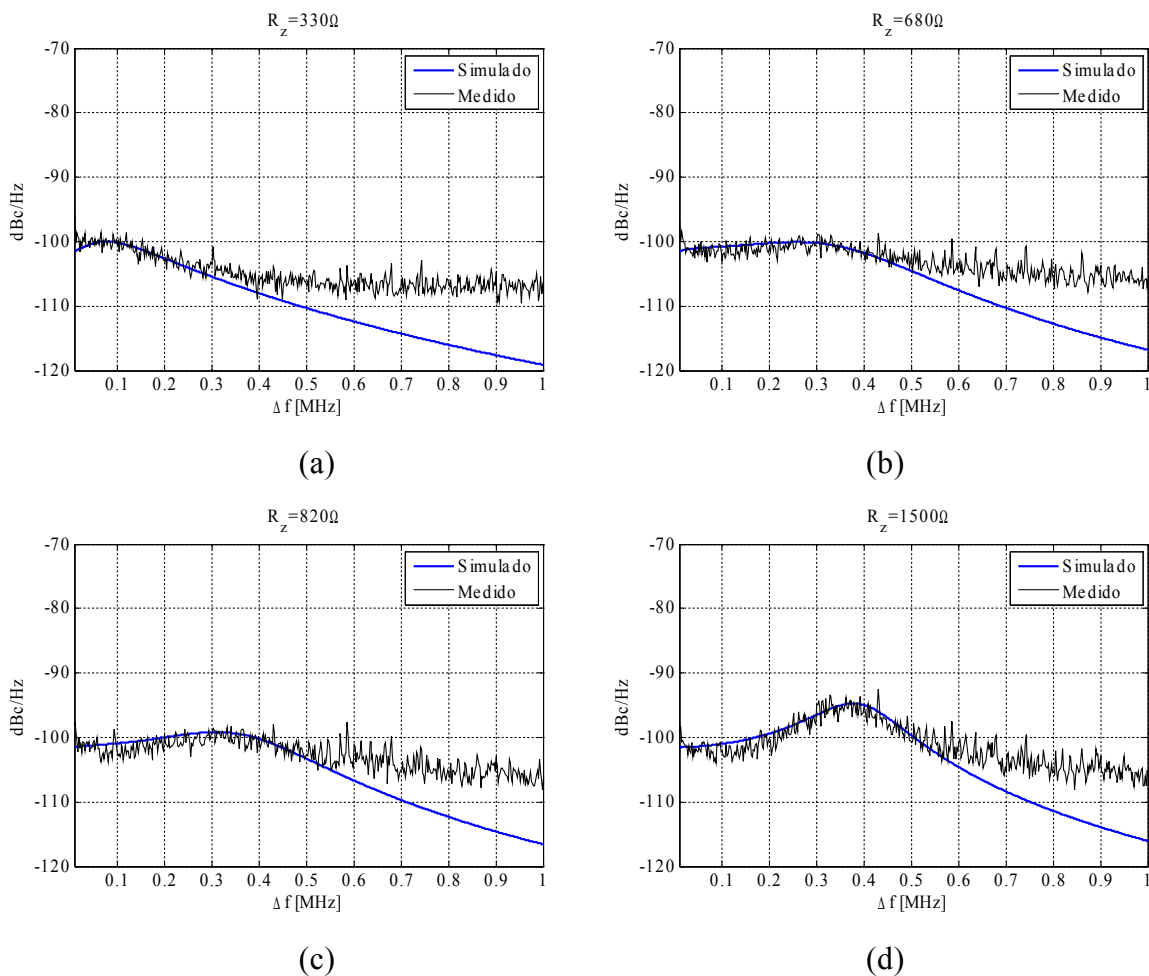


**Figura 5.9:** Comparação dos espectros do sinal de saída do sintetizador.

Para validar o uso da topologia do filtro de malha  $H_2(s)$ , em detrimento da topologia completa, determinou-se a potência do ruído na largura de banda de 500 kHz acima da frequência da portadora. Verificou-se que, para a topologia  $H_2(s)$  obtém-se -38,2dBm, enquanto que para a topologia completa o valor do ruído é -38,4dBm. Como se verifica, os valores de ruído para a largura de banda considerada são idênticos. Daqui se conclui que a topologia  $H_2(s)$  apresenta maior influência na zona próxima da portadora, do que o filtro completo, já que o pólo extra a 1,7 MHz (imposto pelo filtro completo) não apresenta qualquer alteração no ruído de fase na largura de banda considerada. Deste modo valida-se o uso da topologia  $H_2(s)$  na caracterização experimental do ruído de fase.

### 5.3.1 Modelo Linear do Sintetizador de Frequência

Nesta secção valida-se o modelo linear do sintetizador apresentado na secção 3.3.2, cujas densidades espectrais de potência do ruído de fase simuladas e medidas estão representadas na figura 5.10, para os quatro valores de  $R_z$  indicados e  $C_z=10\text{nF}$ . As aquisições foram realizadas para um afastamento da portadora de 1 kHz a 1 MHz com um RBW=3 kHz.



**Figura 5.10:** Variação do ruído de fase com  $C_z=10\text{ nF}$ : (a)  $R_z=330\ \Omega$ ; (b)  $R_z=680\ \Omega$ ; (c)  $R_z=820\ \Omega$ ; (d)  $R_z=1500\ \Omega$ .

Verifica-se que o aumento do valor de  $R_z$  implica o aparecimento de uma sobre-elevação, consequente do aumento da impedância da malha do zero. Para valores inferiores a  $-103\text{dBc/Hz}$  ( $\Delta f$  superior a  $500\text{ kHz}$ ) faz-se sentir o efeito do ruído aditivo.

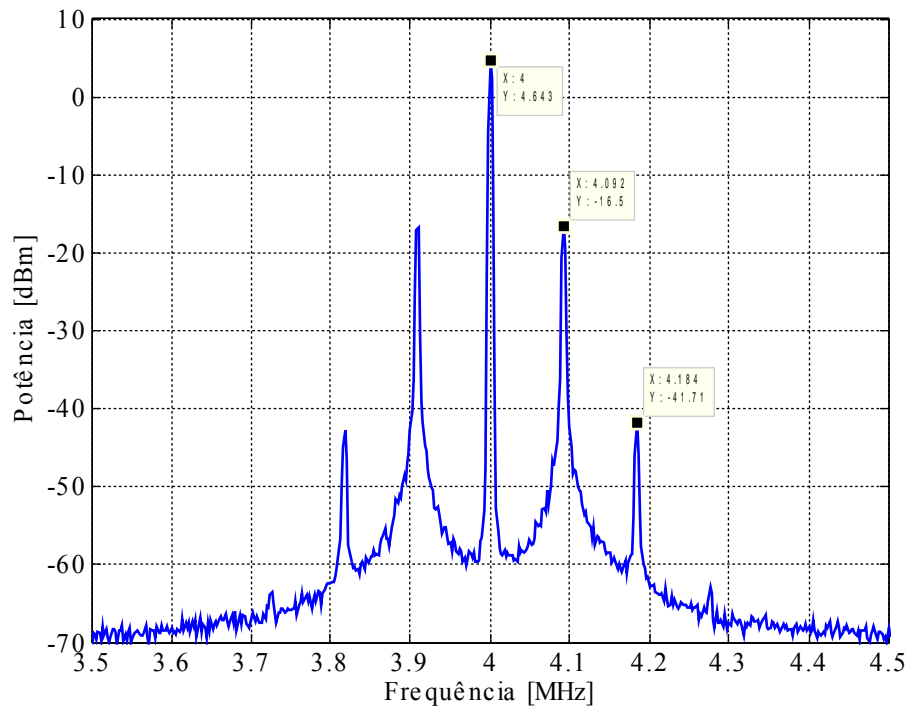
### 5.3.2 Modelo Dinâmico do Sintetizador de Frequência

O método usado para a validação do modelo dinâmico apresentado na secção 3.3.3, consiste em determinar a frequência de ressonância do sintetizador para diferentes cargas puramente capacitivas ( $R_z=0\ \Omega$ ) da *charge-pump*. Esta caracterização obtém, por via experimental, o valor do  $K_{PFD}$  de acordo com a expressão (3.8).

Com a mesma configuração do sistema rádio apresentada na secção 5.1.2, modificou-se o valor de  $C_z$ , o que permitiu obter diversos espectros. Como exemplo, apresenta-se na figura 5.11 o espectro do sinal de saída do sintetizador, onde o filtro de malha corresponde ao paralelo das capacidades  $C_p=560\text{ pF}$  e  $C_z=10\text{ nF}$ . De acordo com a expressão (3.7) a frequência de ressonância é dada por

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{VCO} K_{PFD}}{NC}} [\text{Hz}] . \quad (5.3)$$

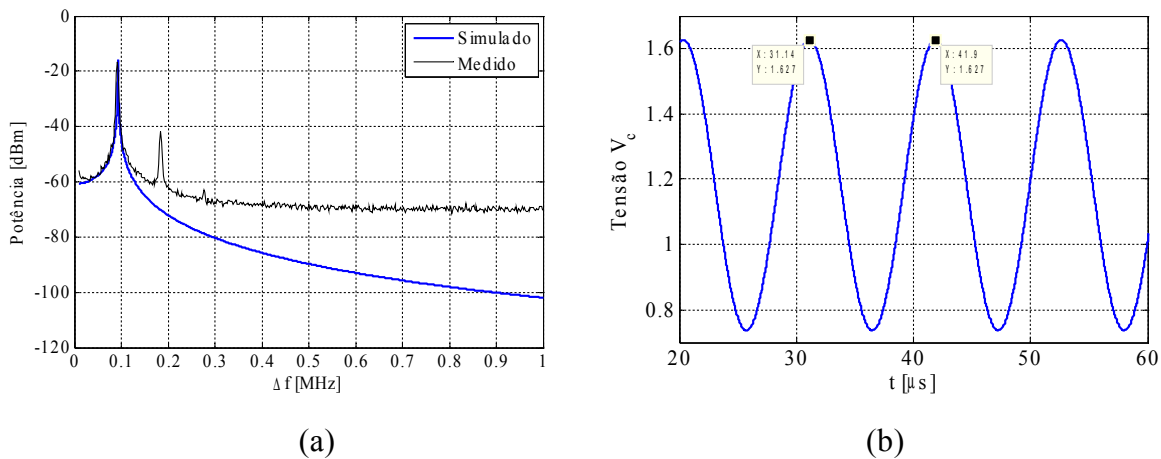
O valor de capacidade  $C$  corresponde à soma dos valores de  $C_p$  e  $C_z$ , pois estes encontram-se em paralelo. Com  $K_{VCO}$  de  $110\text{MHz/V}$ ,  $K_{PFD}$  de  $4\text{ mA}$  e razão de divisão  $N=122$ , obtém-se uma frequência de ressonância de  $92\text{ kHz}$ , verificando-se a segunda harmónica em  $184\text{ kHz}$ .



**Figura 5.11:** Espectro do sinal de saída do sintetizador para  $C_z=10\text{ nF}$ .

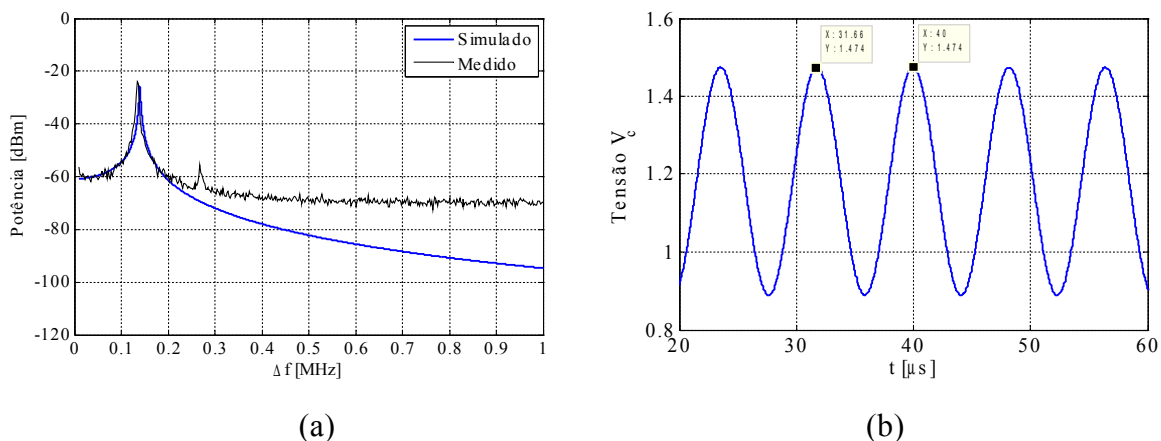
A figura 5.12 (a) apresenta a banda lateral superior do ruído de fase na saída do sintetizador para um afastamento da portadora compreendido entre 10 kHz a 1 MHz, relativo ao modelo linear e ao sinal medido. Conforme se verifica, existe uma sobre-elevação correspondente à frequência de ressonância da malha fechada (92 kHz).

Na figura 5.12 (b) está representada a tensão de comando do VCO resultante do modelo dinâmico do sintetizador apresentado na secção 3.3.3 com carga puramente capacitiva. Verifica-se que nestas condições a tensão de comando do VCO apresenta uma oscilação de 92,9kHz.



**Figura 5.12:** Ressonância com  $C_z=10$  nF: (a) espectro; (b) tensão de comando do VCO.

As figuras 5.13 (a) e (b) representam o espectro do ruído de fase do sinal de saída do sintetizador e a tensão de comando do VCO, ambas resultantes do valor de  $C_z=5,6$  nF. À semelhança da figura 5.12 verifica-se uma concordância com o valor de ressonância obtido pelo modelo linear e dinâmico, o que neste caso corresponde a 122,2 kHz. Após o pico correspondente à frequência de ressonância verifica-se, através das figuras 5.12 (a) e 5.13 (a), uma divergência entre os valores simulados e medidos. Esta divergência resulta da obtenção da função de transferência já, que esta não traduz o efeito do ruído branco existente no circuito medido.



**Figura 5.13:** Ressonância com  $C_z=5,6$  nF: (a) espectro; (b) tensão de comando do VCO.



Idealmente a curva obtida por simulação deveria apresentar um pico à frequência de ressonância e após esse valor cair abruptamente. Tal não se faz sentir pois o modelo de simulação traduz o comportamento linear do sintetizador.

O valor médio da tensão de comando do VCO, apresentado nas figuras 5.12 (b) e 5.13 (b) é de 1,22V e 1,24V, respetivamente. Estes valores estão em concordância com a curva característica do VCO representada na figura 5.5, pois a frequência do sinal na saída do sintetizador é 2440 MHz. Não se apresentam dados experimentais relativos aos resultados obtidos por simulações indicados nas referidas figuras, pois a capacidade da ponta de prova do osciloscópio iria alterar as condições de carga do filtro de malha, o que invalidaria os valores obtidos.

A tabela 5.1 apresenta, para cada valor de capacidade usada experimentalmente, os valores da frequência de ressonância obtidos. Ao valor de  $C_z$  indicado há que somar o valor de 560pF fixo em todas as medidas. Com base nos resultados apresentados confirma-se a validade do modelo linear apresentado na secção 3.3.2 e valida-se simultaneamente o modelo dinâmico proposto na secção 3.3.3.

**Tabela 5.1:** Comparação dos valores de  $f_n$ : calculados, medidos e simulados.

$C_z$ [nF]	$f_n$ [kHz]		
	Calculado (expressão (5.3))	Simulado (modelo linear)	Medido
1,5	210,6	209,6	208,0
5,6	121,78	121,9	120,2
10	93,01	93,26	92,0
56	40,19	40,24	42,0
100	30,14	30,24	30,0

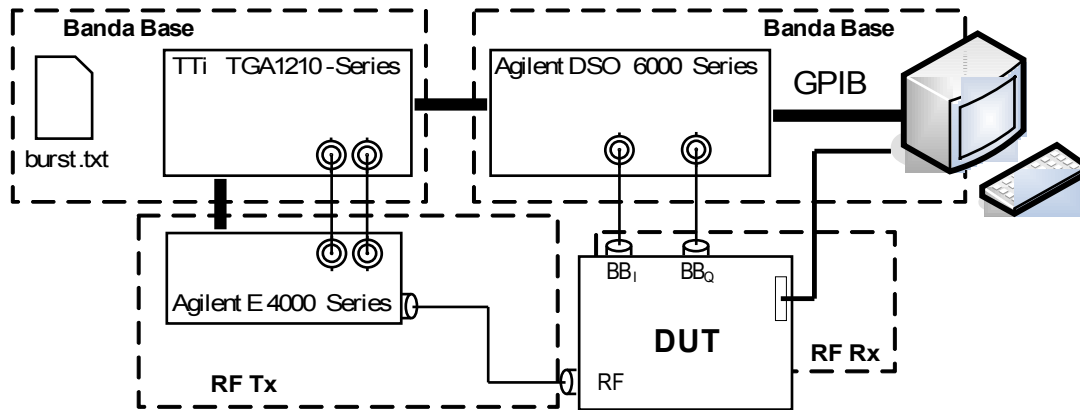
## 5.4 Validação Experimental – Canal Desmodulado

Nesta secção apresenta-se a caracterização experimental do impacto do ruído de fase do oscilador local no canal desmodulado. Descrevem-se os ensaios realizados para estimar o valor de EVM [6]. Comparam-se os resultados obtidos com os valores de CPNR e SPNR apresentados nas secções 4.2.1 e 4.2.2, respetivamente.

### 5.4.1 Descrição do Sistema de Medida

O sistema de medida usado permite a transmissão e receção de sinais MQAM, de acordo com o modelo apresentado na secção 3.2.1. A estimativa do EVM é realizada de acordo com o algoritmo apresentado no trabalho [6].

A figura 5.14 apresenta, de forma simplificada, a ligação dos equipamentos de medida usados para a caracterização do canal rádio desmodulado. Enquadram-se os diversos equipamentos nos blocos de banda base e RF.



**Figura 5.14:** Ligação dos equipamentos usados na caracterização experimental do sinal.

A geração dos símbolos usada para a validação experimental é baseada no simulador de portadora única apresentado no anexo A.1 com 4000 símbolos codificados em 16QAM com débito de símbolo 1 MHz, reproduzidos com uma sobre-amostragem de 10 MHz pelo gerador TTI. O sinal é transmitido em modo trama, o que permite caracterizar o sinal dentro de uma determinada janela temporal. Esta característica facilita o sincronismo entre emissor e recetor, e replica uma transmissão real, já que esta é realizada por rajadas e não de forma contínua. Os sinais IQ analógicos resultantes são aplicados às entradas de banda base do gerador RF. Este gerador produz o canal rádio com frequência e potência configuráveis. O conjunto destes dois equipamentos implementam as funcionalidades do bloco de banda base e RF<sub>TX</sub>.

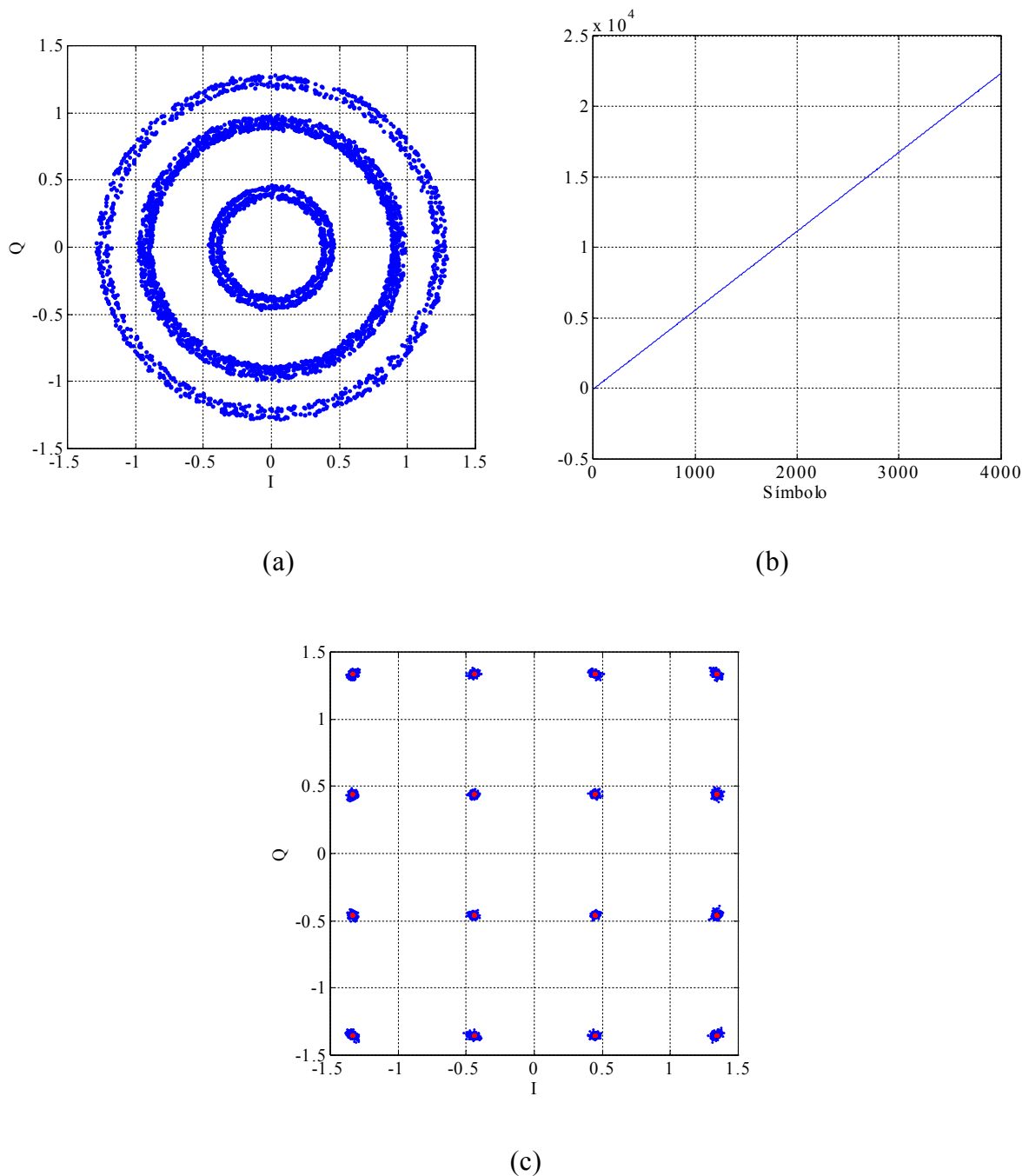
Conforme representado na figura 5.14, a ligação entre o emissor e o dispositivo em teste (DUT-*Device Under Test*) é realizada por um cabo. Tomou-se esta opção já que em testes realizados com antenas verificou-se que a duração da rajada é inferior à variação temporal provocada pela ligação rádio, considerando a distância entre o emissor e o recetor [11]. Outra razão prende-se com a especificidade do estudo realizado, já que a ligação rádio apenas iria aumentar o ruído AWGN, sem ter qualquer influência no ruído de fase.

A entrada RF do circuito MAX2829 recebe o sinal modulado proveniente do gerador RF e procede à sua desmodulação, disponibilizando os sinais resultantes nas saídas BB<sub>1</sub> e BB<sub>2</sub>. Estes sinais são visualizados no osciloscópio Agilent DSO6000 e adquiridos via GPIB.

A figura 5.15 (a) representa a constelação do sinal recebido sem qualquer correção. Verificam-se os três níveis de energia característicos de uma codificação 16QAM. No entanto os símbolos associados a cada nível estão dispersos devido ao erro de sincronismo entre o emissor e o recetor. Para realizar a correção e sincronismo entre ambos, aplica-se o algoritmo descrito no trabalho [6] para determinar o erro de fase e frequência.

A figura 5.15 (b) representa a diferença de fase para cada símbolo, onde o valor na origem corresponde ao erro de fase estático da constelação e o declive ao erro em frequência [6]. A constelação representada na figura 5.15 (c) resulta da aplicação da correção de fase e frequência ao sinal representado na figura 5.15 (a). O valor de EVM obtido é de 1,76%.

Ao realizar o mesmo teste, mas com o filtro completo representado na figura 5.2, obtém-se um valor de EVM de 1,66%. Com base nestes valores constata-se que o pólo extra não traz alterações significativas no valor de EVM.



**Figura 5.15:** (a) Constelação recebida; (b) Diferença de fase; (c) Constelação corrigida.

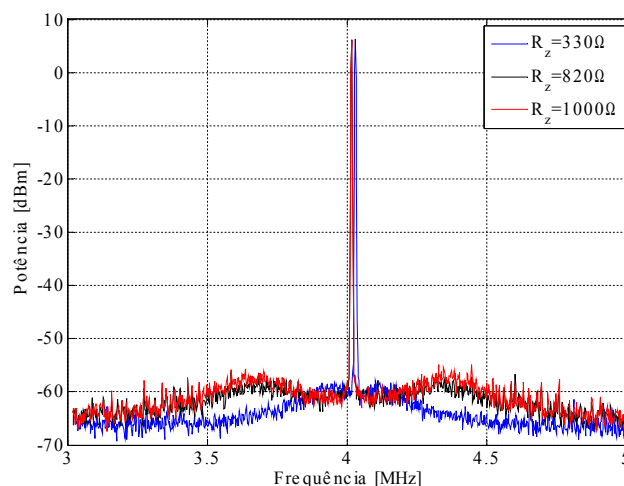
O sistema de medida apresentado permite assim determinar o valor de EVM para diferentes valores dos componentes do filtro de malha e relaciona-los com o valor do ruído de fase do oscilador isolado, CPNR, associado a cada configuração, conforme se apresenta na secção seguinte.

### 5.4.2 Desempenho do Sistema de Rádio – CPNR vs EVM

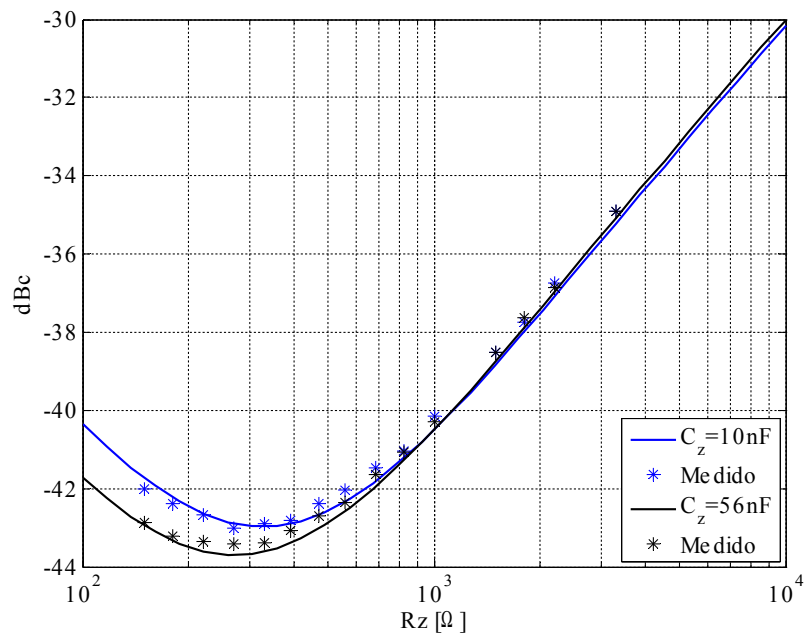
Nesta secção, apresentam-se os resultados obtidos com base na aferição espectral do ruído de fase proposto na secção 4.2, e o valor de EVM obtido experimentalmente. Esta caracterização é realizada com base nos métodos de medida apresentados e validados nas secções 5.3.1 e 5.4.1.

Conforme apresentado nos estudos realizados nas secções 3.3.2 e 4.3, a modificação dos valores dos componentes  $R_z$  e  $C_z$  alteram o comportamento do ruído de fase do sintetizador. Assim, apresentam-se na figura 5.16 os espectros dos sinais de saída do sintetizador em função dos valores de  $R_z$  indicados, para  $C_z=10$  nF. A potência integrada do ruído de fase, medido na largura de banda de 1 MHz em torno da portadora, corresponde a -42,9 dBc, -41,04 dBc e -40,2 dBc, para valores de  $R_z$  indicados. As aquisições espectrais foram obtidas com um RBW=3 kHz.

Na figura 5.17 compara-se a variação do valor de CPNR, obtido pelo modelo numérico proposto na secção 4.2.1 e obtido experimentalmente, ambos para uma largura de banda de 1MHz em torno da portadora. Apresentam-se os resultados em função de  $R_z$  para os dois valores de  $C_z$  indicados. Ao comparar os valores obtidos, com base na expressão (4.2) para  $V_{cn}=0.1\mu V/\sqrt{Hz}$ , verifica-se uma concordância dos mesmos, principalmente para valores de  $R_z$  superiores a 1 k $\Omega$ . Esta característica deve-se ao comportamento do ruído de fase apresentado na figura 5.10, pois exibe uma maior semelhança entre o modelo proposto e as medidas realizadas, para a largura de banda indicada.

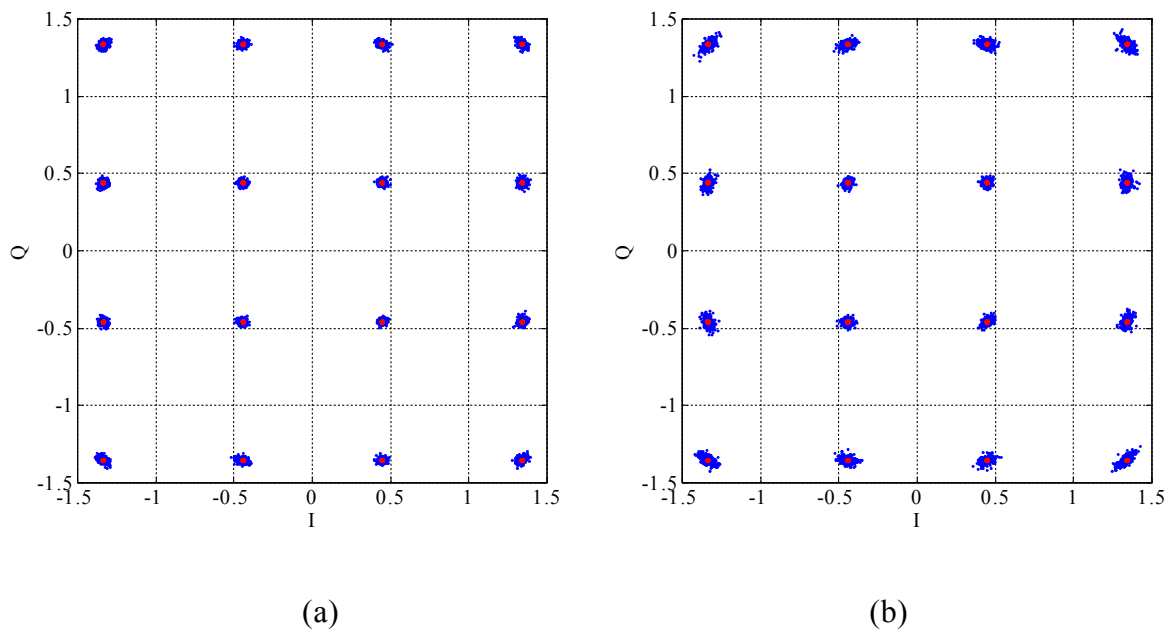


**Figura 5.16:** Espectro do sinal de saída do sintetizador com ruído de fase para  $C_z=10$ nF.



**Figura 5.17:** Variação de CPNR em função de  $R_z$ .

O CPNR, conforme exposto na secção 4.2, permite estimar o EVM associado ao ruído de fase, que corresponde a 0,7%, 0,8% e 0,97%, para os valores de  $R_z$  indicados na figura 5.16. O valor final de EVM é composto pela soma vetorial do ruído de fase com o ruído AWGN [6], o que resulta numa variação de EVM entre 1,65% a 2,4%, cujas constelações constam na figura 5.18 (a) e (b), respetivamente.

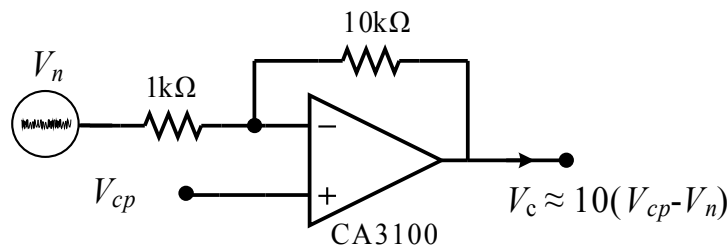


**Figura 5.18:** Constelações 16QAM: (a) EVM= 1,65%; (b) EVM= 2,4%

## 5.5 Otimização do Ruído de Fase – Caracterização Experimental

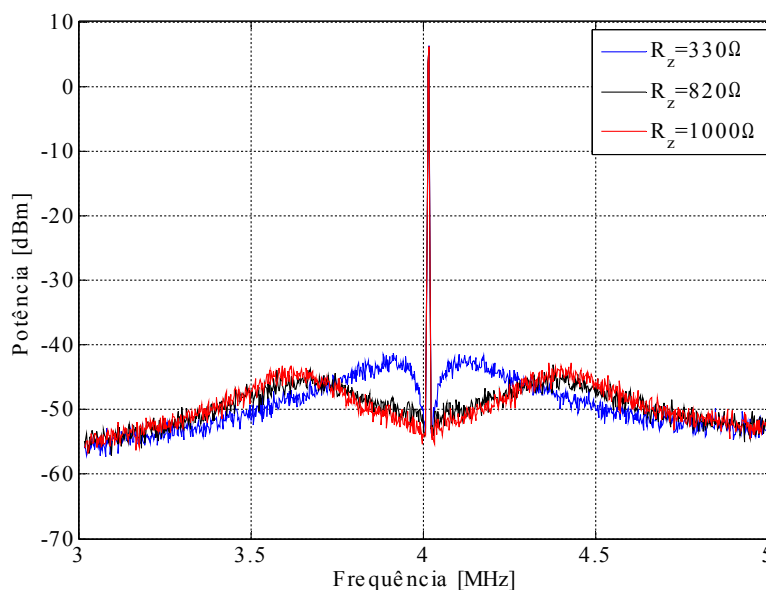
Das medidas apresentadas nas secções anteriores, verifica-se que a potência do ruído de fase é demasiado baixa para se obter uma variação significativa no valor de EVM. Uma vez que se tem acesso à entrada de comando do VCO, optou-se por adicionar ruído neste ponto do sintetizador, de acordo com o modelo previamente estudado na secção 4.1.2. O principal desafio na aplicação de ruído está relacionado com o efeito de carga que o gerador pode provocar na entrada do VCO.

Na figura 5.19 está representado o circuito que permite aplicar o ruído gerado pela fonte  $V_n$  no pino de comando do VCO, com o menor efeito de carga possível. A tensão  $V_{cp}$ , aplicada na entrada não-inversora do amplificador operacional, corresponde à tensão ao terminais do filtro de malha.



**Figura 5.19:** Gerador de ruído e respetiva ligação ao sintetizador de frequência.

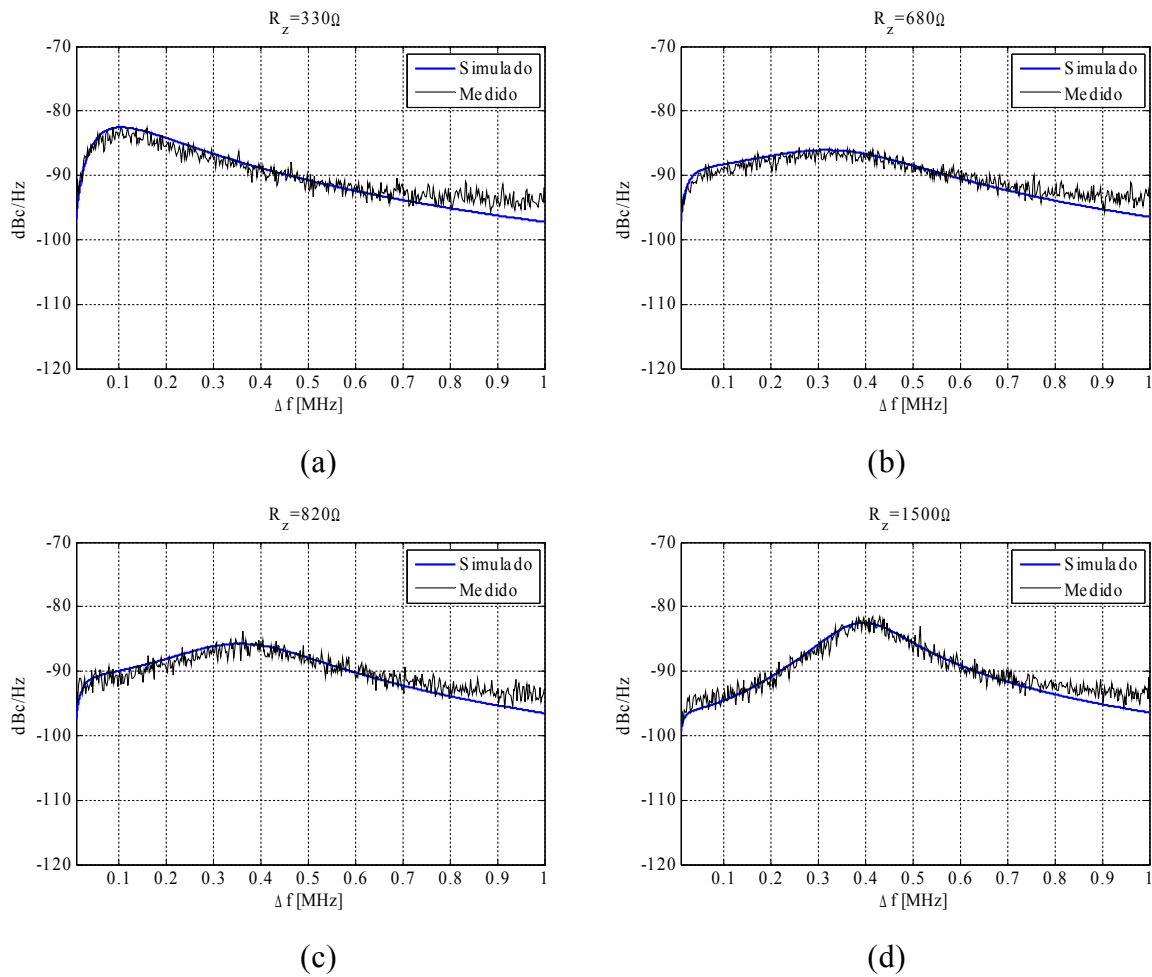
A figura 5.20 apresenta os espectros da portadora obtidos com o gerador de ruído apresentado na figura 5.19. Nestas condições, os valores da potência integrada na largura de banda do canal, 1MHz, são de -26.5 dBc, -28.4 dBc e -26.6 dBc para os valores de  $R_z$  correspondentes a 330  $\Omega$ , 820  $\Omega$  e 1000  $\Omega$ .



**Figura 5.20:** Espectro do sinal de saída do sintetizador com ruído de fase para  $C_z=10\text{nF}$ .

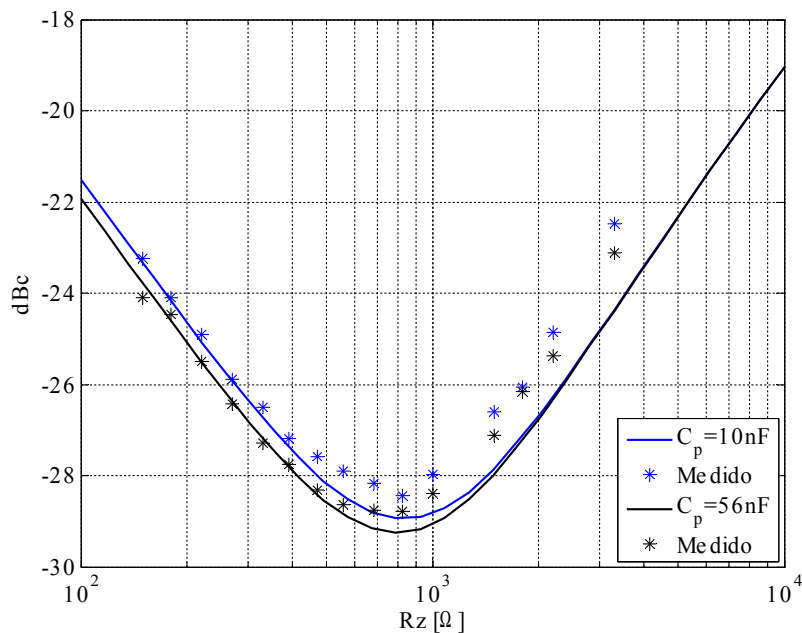
A figura 5.21 apresenta o comportamento do ruído de fase na saída do sintetizador, para um afastamento da portadora de 1 kHz a 1 MHz com um RBW=3 kHz, quando se aplica o gerador de ruído indicado na figura 5.19.

Verifica-se novamente uma concordância entre o modelo linear do sintetizador e os resultados obtidos experimentalmente. Ao comparar com os valores de potência do ruído integrado apresentado na figura 5.10, para um afastamento à portadora de 100 kHz, verifica-se que para os valores de  $R_z$  de 330  $\Omega$ , 680  $\Omega$ , 820  $\Omega$  e 1500  $\Omega$  há um acréscimo de 18 dB, 13 dB 11 dB e 6 dB, respetivamente.



**Figura 5.21:** Variação do ruído de fase com  $C_z=56$  nF: (a)  $R_z=330 \Omega$ ; (b)  $R_z=680 \Omega$ ; (c)  $R_z=820 \Omega$ ; (d)  $R_z=1500 \Omega$ .

A figura 5.22 apresenta a variação do valor da potência do ruído de fase integrado em função da resistência  $R_z$ , para os valores de  $C_z$  indicados. Verifica-se uma concordância entre os resultados medidos e simulados. Para  $C_z=56$  nF, a melhoria realizada apresenta melhor desempenho do que com a capacidade  $C_z=10$  nF, validando experimentalmente o método apresentado na secção 4.3. Nestas condições, verifica-se uma variação de CPNR de 6 dB entre os valores de  $R_z=150 \Omega$  e  $R_z=820 \Omega$ .



**Figura 5.22:** Variação do CPNR na largura de banda de 1 MHz para  $C_p=10$  nF e 56 nF.

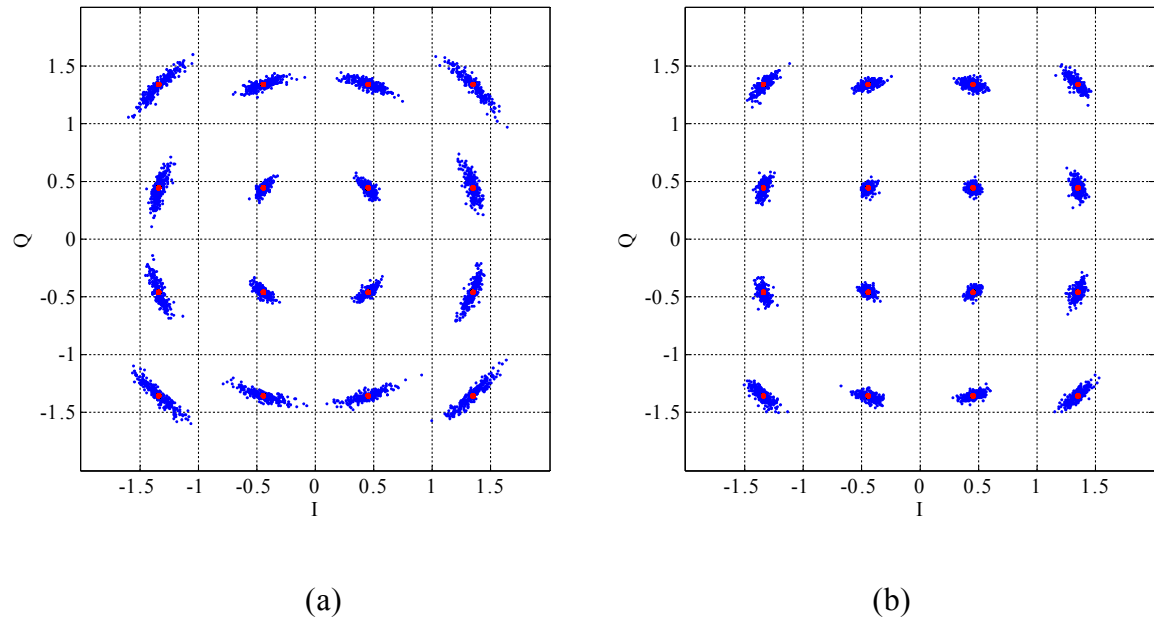
Embora exista uma discrepância entre as curvas simulada e experimental para valores de  $R_z$  superiores a 1 kΩ, ambas apresentam a mesma tendência de convergência para o mesmo valor de ruído. Este fator deve-se ao patamar de ruído acima dos 500 kHz, mas também pela curva de transferência que o sintetizador apresenta para valores superiores a 1kΩ. Acima deste valor, faz-se sentir a tendência para a sobre-elevação na frequência de ressonância relativa à capacidade de 560pF.

A figura 5.23 representa as constelações obtidas experimentalmente correspondentes à capacidade  $C_p=56$  nF e os valores de  $R_z$  de 150 Ω e 820 Ω. Nestas condições, o valores de EVM corresponde a 7,88% e 4,50%, respetivamente. Esta diferença revela a melhoria em mais de metade do ruído de fase com a alteração da resistência.

Dos resultados obtidos, valida-se experimentalmente a hipótese formulada na secção 4.3, já que é possível alterar o comportamento do ruído de fase do sintetizador com a variação da frequência do zero do filtro de malha. Para um VCO com elevado ruído de fase, o comportamento do ruído global do sintetizador corresponde apenas a este dispositivo, sendo o ruído de entrada negligenciável.

A alteração da capacidade  $C_z$  introduz uma melhoria no ruído, embora esta não seja significativa, mantendo-se sempre uma diferença nunca superior a 1dB para os valores de potência integrada na largura de banda. Pode, no entanto, ser suficiente para cumprir com uma determinada especificação, como por exemplo passar de um EVM = 1,78% para 1,5%.





**Figura 5.23:** Constelações 16QAM experimental: (a) EVM=7,88%; (b) EVM=4,50%.

Verificou-se que para valores de margem de fase inferiores a  $40^\circ$ , correspondentes a  $R_z$  superior a  $1k\Omega$ , o valor do ruído aumenta independentemente do valor de  $C_z$ . Este fator está relacionado com a diminuição da frequência do zero do filtro de malha e consequente tendência para a ressonância à frequência corresponde ao paralelo de  $C_z$  e  $C_p$ . Quanto à caracterização em banda base, verifica-se que é possível estimar o EVM em função do ruído de fase do oscilador local baseado no CPNR.



## **6 Conclusões**

### **6.1 Gerais**

O trabalho de doutoramento apresentado visou a caracterização e otimização do ruído de fase em osciladores locais para comunicações móveis. Dos capítulos apresentados conclui-se que é possível minimizar o ruído de fase e caracterizá-lo através de um modelo de simulação descrito por uma característica passa-baixo de primeira ordem. Este modelo permite estimar o impacto do ruído de fase no canal desmodulado, permitindo assim relacionar métrica de caracterização RF (CPNR) com métricas de banda base (EVM) em função da frequência de corte e densidade espectral de potência do ruído de fase.

O circuito rádio MAX2829 permitiu a validação experimental do modelo proposto para o oscilador local, extraíndo-se os valores de CPNR. Para corroborar a análise espectral realizada determinou-se, a partir do canal demodulado pelo MAX2829, os valores de SPNR e EVM de um sinal 16QAM.

### **6.2 Capítulos**

No capítulo 2 elaborou-se um resumo do estado da arte relacionado com o estudo e otimização do ruído de fase. Durante a pesquisa analisaram-se duas vertentes de estudo: osciladores/sintetizadores e sistemas de comunicação digital. No primeiro caso, a otimização é baseada na apresentação de novas topologias e técnicas de desenho de VCO e sintetizadores. Quanto aos trabalhos referentes ao estudo do ruído de fase em sistemas de comunicação digital, estes são abordados essencialmente com recurso a técnicas de processamento de sinal, nomeadamente quando se recorre à codificação OFDM.

Verificou-se assim a inexistência de uma relação direta entre a caracterização do ruído de fase RF e o seu impacto no sistema de comunicação digital, o que serviu de ponto de partida para o trabalho desenvolvido.

No capítulo 3 realizou-se a caracterização dos sistemas rádio para comunicações em fios, onde se enquadrou os blocos de banda base e RF. Tomando como referência a topologia de uma CP-PLL, realizou-se a análise linear desta topologia em função dos parâmetros de configuração dos blocos constituintes, para diversos de malha. Verificou-se que a razão de divisão  $N$ , e a configuração do filtro de malha (frequência do zero), impõem maiores constrangimentos no dimensionamento da CP-PLL. Quanto maior a razão de divisão, maior a amplificação do ruído existente no sinal de referência. O aumento da frequência do zero, imposto pelo filtro de malha, leva à diminuição da largura de banda da CP-PLL. Foi apresentado o modelo dinâmico da CP-PLL, que teve como principal finalidade a determinação do tempo de estabelecimento. Descreveram-se os efeitos não-ideais da cadeia de RF, com especial ênfase para o ruído de fase. Determinou-se por simulação, os valores de EVM e BER referentes às codificações 16QAM e 64QAM. Verificou-se que, para o mesmo valor de SNR, as referidas codificações apresentam o mesmo valores de EVM quando afetadas unicamente por ruído AWGN. Quando é contabilizado o ruído de fase, verifica-se que o EVM é idêntico para ambas as codificações, sendo maior o BER para a 64QAM.

No capítulo 4 apresentou-se o modelo linear baseado na topologia CP-PLL para descrever o efeito do ruído de fase referenciado à entrada da CP-PLL e entrada do VCO. Após determinar numericamente a contribuição total das duas referências, verificou-se, para diferentes razões de potência entre ambas, que o comportamento em frequência do ruído de fase apresenta uma característica passa-baixo com sobre-elevação em torno da portadora ideal. Esta característica levou ao desenvolvimento de um modelo de simulação em MATLAB/SIMULINK, onde se modelou o ruído de fase com uma característica passa baixo de primeira ordem. A facilidade de parametrização do modelo permitiu determinar, em função da largura de banda do ruído, a relação CPNR. Esta relação possibilita estimar, isoladamente, o ruído de fase do oscilador local para uma largura de banda de ruído específica.

Para determinar o impacto do ruído de fase da CP-PLL num sistema de comunicação digital, em função do canal desmodulado, determinou-se o impacto do ruído de fase no canal desmodulado, dado por SPNR, que foi obtido por análise espectral. A aferição dos resultados são baseadas em cálculo numérico para dois tipos de filtragem de canal: ideal e *raised-cosine*. Verificou-se que a diferença entre as relações CPNR e SPNR, é inferior a 0,6dB quando a largura de banda do ruído é inferior à do canal.

A minimização do ruído de fase foi obtida em função do filtro de malha da CP-PLL. Verificou-se que a topologia adotada, baseada no filtro com pólo-zero, permite minimizar o ruído de fase através da diminuição da frequência do zero. Tal acontece pela

redução da sobre-elevação existente. A otimização do ruído de fase foi estudada para dois valores de capacidade, em função dos valores da resistência do filtro. Nestas condições, verificou-se uma variação de 6 dB no ruído de fase integrado na largura de banda do canal.

Recorreu-se às técnicas de modulação de portadora única e OFDM apresentadas na secção 3.2 para testar o modelo do oscilador local proposto. Extraíram-se os valores de EVM, comparando-os com os valores de CPNR impostos na simulação, de onde se obteve concordância entre os mesmos. Concluindo-se assim, que as aproximações adotadas para CPNR, SPNR e EVM são válidas.

O modelo do oscilador local proposto, permitiu concluir que em OFDM, o valor de SPNR varia em função do número de sub-canais usados, bem como da localização dos mesmos no canal OFDM. Para as mesmas condições de ruído, os canais centrais das bandas laterais superior e inferior, apresentam um comportamento idêntico à técnica de modulação de portadora única. No entanto, para os canais localizados nos extremos das bandas, verificou-se que são menos afetados pelo ruído de fase. Tal efeito acontece devido à influência dos sub-canais adjacentes no sub-canal analisado. Conclui-se assim que, em OFDM, quando a relação SPNR diminui devido ao aumento do ruído de fase do oscilador local, as portadoras piloto devem ser ativadas nos extremos do canal OFDM.

O capítulo 5 teve como finalidade apresentar os resultados experimentais, que são baseados no sistema rádio MAX2829. Dadas as especificidades das medidas realizadas reservou-se uma secção para a descrição do rádio e da bancada de testes.

Foi medido o ruído de fase do sintetizador (malha fechada) e do VCO (malha aberta). Esta última caracterização permitiu obter a tensão de ruído equivalente na entrada do VCO de onde se conclui que, para um afastamento máximo da portadora de 500 kHz o ruído caracteriza-se como ruído branco. Esta conclusão permitiu validar experimentalmente a opção tomada na secção 4.1.2, quanto à característica do ruído do VCO referenciado na tensão de comando. Caracterizou-se o comportamento do sintetizador em função dos componentes do filtro  $H_2(s)$ , de onde se verificou a concordância entre os valores obtidos e os simulados.

Tendo em conta os valores de EVM obtidos através da constelação do canal desmodulado 16QAM não foram suficientemente elevados, optou-se que aplicar uma fonte de ruído na entrada de comando do VCO. Deste modo foi possível obter uma variação de ruído de fase integrado na largura de banda do canal rádio entre -23dBc a -29dBc. Esta variação no ruído é obtida essencialmente pela variação da frequência do zero do filtro de malha consequente da alteração da resistência  $R_z$ . Com os ensaios realizados validou-se experimentalmente a análise espectral do ruído de fase apresentada na secção 4.1, onde se obteve a mesma variação de 6 dB no ruído integrado.

Ao relacionar os valores de CPNR e EVM verificou-se que é possível estimar, com um erro inferior a 0,5dB, o impacto que o ruído de fase do oscilador local terá no canal desmodulado sem ter conhecimento do mesmo. Demonstra-se assim que é possível estimar e minimizar o ruído de fase do oscilador local através da alteração dos componentes do filtro de malha.

A tabela 6.1 apresenta a comparação dos resultados obtidos neste trabalho com os mais relevantes apresentados no capítulo 2. Ao comparar o ruído de fase deste trabalho (-110dBc/Hz @ 1 MHz), com os valores apresentados em [34], [40] e [41] verifica-se um desempenho idêntico mesmo que implementado em topologias distintas, com tecnologia de fabrico diferente e filtro de malha ativo [34] e passivo [40][41].

De salientar que o valor do ruído de fase de -95dBc/Hz para um afastamento da portadora de 1 MHz, permanece inalterado após se aplicar a fonte de ruído apresentada na figura 5.19. No entanto, o ruído de fase integrado numa largura de banda de 1MHz em torno da portadora, diminui 6dB quando se varia  $R_z$  de 180  $\Omega$  para 820  $\Omega$ .

**Tabela 6.1:** Tabela resumo de comparação com outros trabalhos.

Ref	Ano	Validação	Norma	$f_o$ [GHz]	Tecnologia	Circuito	Ruído de fase	Consumo	Filtro
[27]	2010	Simulação	n.d.	10	n.d.	PLL	-159dBc/Hz @100 MHz	n.d.	Passivo
[28]	2007	Experimental	n.d.	0,9	TSMC 0,18 $\mu$ m	PLL	-95dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Passivo
[29]	2008	Experimental	n.d.	2.5	n.d.	PLL	-110dBc/Hz @100 kHz	n.d.	Passivo
[33]	2010	Simulação	n.d.	0,0384	n.d.	PLL	-92.5dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Passivo
[34]	2010	Experimental	n.d.	1,305	CMOS 65nm	PLL	-115dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Ativo
[35]	2010	Experimental	n.d.	4	n.d.	PLL	-80dBc/Hz @1 kHz	n.d.	Ativo
[37]	2010	Experimental	n.d.	10	CMOS 90nm	ADLL	-100dBc/Hz @1 MHz	7,1 mW	n.d.
[39]	2012	Simulação	n.d.	n.d.	n.d.	PLL	-120dBc/Hz @1 MHz	n.d.	Passivo
[40]	2014	Experimental	n.d.	1,2	CMOS 0,18 $\mu$ m	MDLL	-112dBc/Hz @1MHz	23,87 mW	n.d.
[41]	2016	Experimental	802.11	5	TSMC 0,18 $\mu$ m	PLL	-113dBc/Hz @1MHz	39 mW	Passivo
Tese	2017	Experimental	802.11	2,4	n.d.	PLL	-110dBc/Hz @1MHz	47 mW	Passivo
							-95dBc/Hz @1MHz		

Os resultados experimentais obtidos permitiram assim validar não só as relações entre CPNR, SPNR e EVM propostas neste trabalho, mas também o modelo simplificado do oscilador local com ruído de fase. Este modelo permite estimar com erro inferior a 0,5dB o impacto do ruído de fase no canal desmodulado, independentemente do comportamento espectral do referido ruído. Deste que se integre o ruído na largura de banda do canal rádio, pode-se traduzir o mesmo com um comportamento passa-baixo de primeira ordem em torno da portadora.

### 6.3 Trabalho Futuro

A sequência do trabalho realizado demonstrou que a hipótese formulada no início desta tese é válida. No entanto, o modelo proposto constitui um ponto de partida para novos estudos em função dos parâmetros do sintetizador e do sistema de comunicação digital.

Relativamente ao sintetizador implementado à custa de uma CP-PLL sugere-se a aplicação do método proposto neste trabalho com filtros de malha ativos.

Sugere-se igualmente a aplicação do método proposto em topologias de geração de portadora MDLL-*Multiplying Delay-Locked Loop*.

Quanto ao sistema de comunicação digital, o algoritmo proposto para correção de erros de frequência e fase é robusto para sistemas de portadora única. No entanto, sugere-se a sua melhoria para sincronismo de sinais OFDM com um número de sub-canais elevado (superior a 64).





# A Modelos de Simulação

Antes de descrever os dois modelos desenvolvidos é importante referir o método usado para a simulação dos mesmos e que tem a ver com a frequência do oscilador local.

Embora o modelo desenvolvido tenha a flexibilidade na escolha da frequência de trabalho do oscilador, o valor usado para as simulações é de 0Hz. Mediante esta opção reduziu-se o peso computacional associado a uma simulação em que as frequências da portadora envolvidas podem ser na ordem dos GHz e a resolução desejada é na ordem das centenas de Hz. Como exemplo, para simular um canal localizado no espectro a 2.4GHz com uma largura de banda de 1MHz, a frequência de amostragem para a simulação seria de pelo menos 4.802GHz.

Dado que o ruído de fase faz-se sentir com maior intensidade na zona junto à portadora, a resolução em frequência tem de ser na ordem das centenas de Hz. Para simplificar a exposição, se pretender uma resolução de 1kHz, para a referida frequência de amostragem, a simulação teria 4802000 pontos, e para cada ponto da simulação, corresponde um valor complexo com componente real e imaginária.

Tendo em conta que a o processo de estudo e otimização proposto neste trabalho é em grande parte baseado na análise espectral, há a necessidade de determinar a convolução do sinal modulante e portadora. Para este efeito o sinal resultante desta operação exhibe o dobro dos pontos indicados, o que aumenta significativamente a duração da simulação. Outra vantagem em usar uma portadora com frequência nula está relacionada com a complexidade dos blocos de RF, já que é apenas necessário um único bloco para proceder à mistura do sinal de dados com a portadora com ruído de fase.

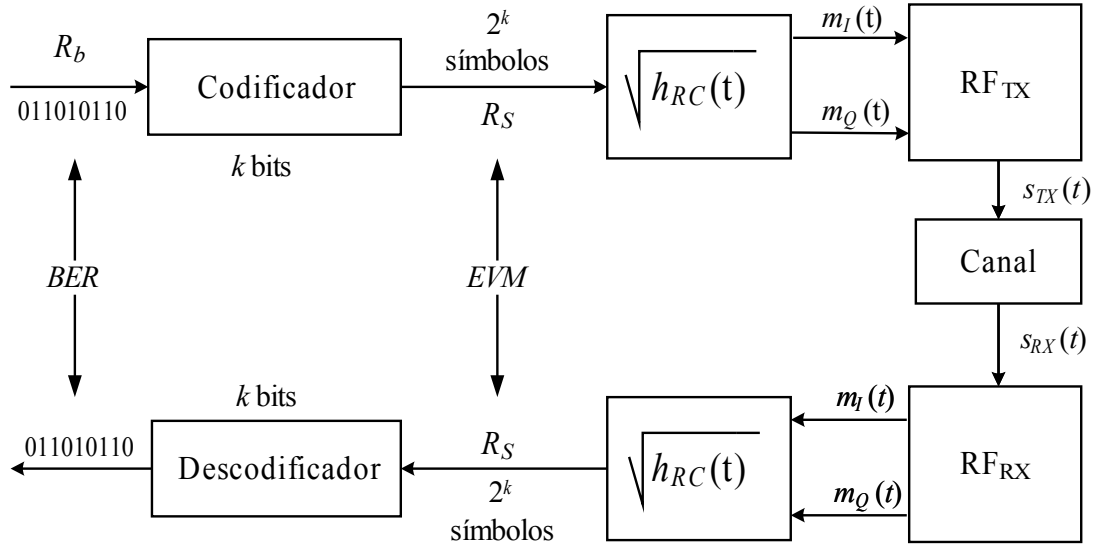
## A.1 Portadora Única

Nesta secção descreve-se o simulador desenvolvido para a modulação de sinais com portadora única, o qual foi desenvolvido MATLAB.

A figura D.1 representa o diagrama de blocos do sistema, o qual é constituído por um codificador, dois filtros *square-root raised cosine* os blocos de RF e o canal[6][7].

O codificador é constituído por um gerador de números aleatórios com distribuição Gaussiana, produzidos com uma determinada frequência de símbolo. A sequência de valores gerada é aplicada ao bloco MQAM, o qual, em função do valor inteiro apresentado na sua entrada gera um complexo. A normalização do sinal produzido por este bloco pode ser efetuada segundo três métodos distintos: potência de pico, potência média e distância mínima entre símbolos.

O método de filtragem do canal é realizado conforme indicado na secção 3.2.1. O filtro de emissão realiza a sobre-amostragem do sinal proveniente do codificador com  $n_{Amostras}$ , originando um sinal contínuo e filtrado, com componentes I e Q, conforme indicado na figura A.1 como  $m_I(t)$  e  $m_Q(t)$ . O filtro de receção realiza o processo inverso removendo as amostras em excesso, retornando um conjunto de valores IQ para posterior decodificação. Ambos os filtros têm um ganho ajustável dependente do número de amostras por símbolo. Para garantir a causalidade de ambos é realizado um atraso de 20 amostras em ambos dos filtros.



**Figura A.1:** Modelo de simulação com portadora simples.

Os sinais resultantes do processo de filtragem e desmodulação são aplicados ao decodificador MQAM, obtendo-se assim os valores IQ resultantes do processo completo. Com base nestes sinais é calculado o EVM em função da configuração usada. Recorre-se ao espectro do sinal recebido para estimar o impacto do ruído de fase do oscilador local e assim relaciona-lo com o EVM, conforme descrito em 4.2.

A tabela A.1 apresenta os valores usados para a parametrização do modelo desenvolvido.

**Tabela A.1:** Parâmetros de configuração para as simulações de portadora única

	Parâmetros	Valor
Gerador Aleatório	M	16
	$f_{simb}$	1 Msimb/s
Filtro de canal	Atraso	20 símbolos
	$\alpha$	0,2
	$\uparrow$	10 amostras/simb
	Ganho	$\sqrt{(nAmostras)}$

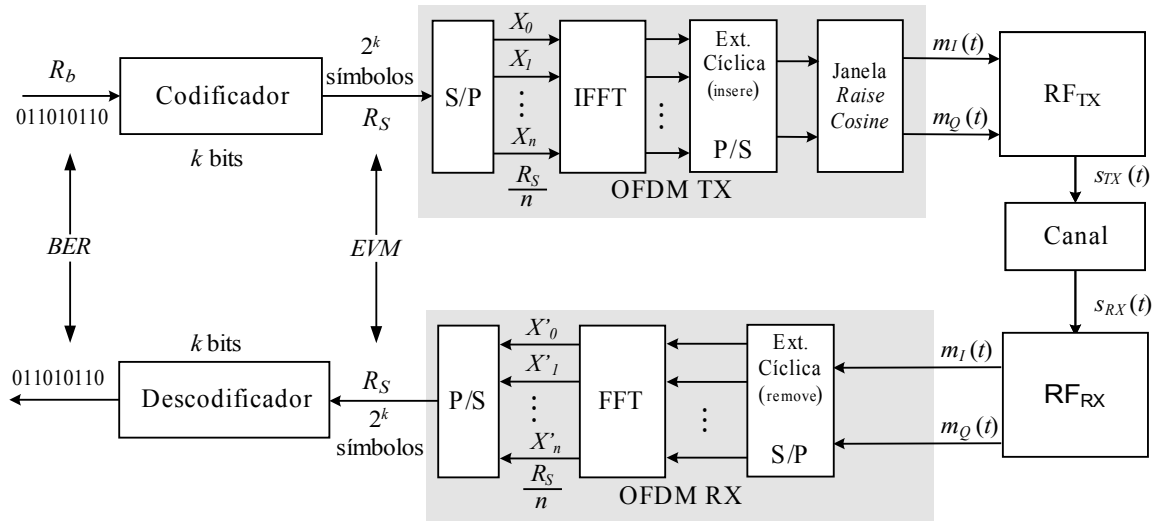
## A.2 OFDM

Nesta secção realiza-se uma descrição detalhada do modelo do sistema OFDM igualmente desenvolvido em MATLAB. Descrevem-se as principais funcionalidades de cada bloco constituinte bem como as respetivas parametrizações.

A figura A.2 representa o diagrama de blocos do sistema desenvolvido [71][60][8]. A parametrização do bloco codificador e decodificador é idêntica ao sistema de portadora única descrito em A.1. A inclusão dos blocos adicionais inseridos no retângulo a cinza OFDM TX e OFDM RX permitem realizar a codificação e decodificação do sinal OFDM, respetivamente.

A sequência resultante do codificador MQAM, gerada com um débito de símbolo  $R_s$ , corresponde a uma matriz linha com um número de pontos dependente do número de símbolos OFDM pretendidos. Estes são agrupados em tramas de dimensão parametrizável a qual, neste simulador, corresponde a 64 pontos usados nas normas IEEE802.11a/b/g.

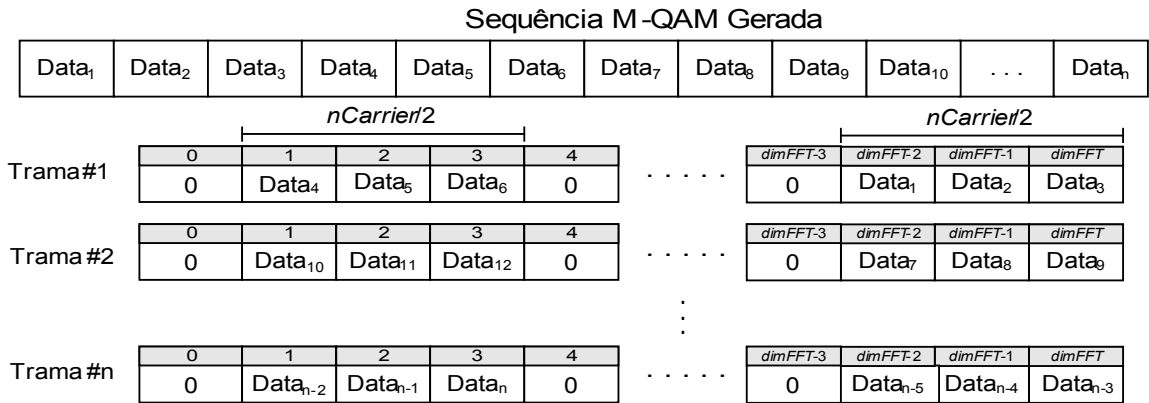
A disposição dos símbolos na estrutura da IFFT é realizada conforme apresentado na figura A.3, onde se ilustra a utilização de seis sub-canais distanciados de  $\Delta f$ . A quantidade de índices preenchidos corresponde ao número de sub-canais ativos ( $nCanais$ ). Nesta fase, cada sub-canal apresenta um débito de símbolo correspondente a  $R_s/n$ .



**Figura A.2:** Esquema de modulação e desmodulação OFDM usada no simulador.

Conforme descrito em 3.2.2, o valor de índice zero da estrutura da IFFT corresponde à componente ao valor médio do sinal. Para garantir que o mesmo é nulo, o conteúdo deste índice, em cada trama, é sempre zero. O conteúdo dos restantes índices segundo a ordem apresentada. Após a trama OFDM estar finalizada dá-se início a formação da seguinte, com o mesmo processo de preenchimento. Este processo repete-se até que todos os valores gerados pela fonte sejam aplicados num vector.

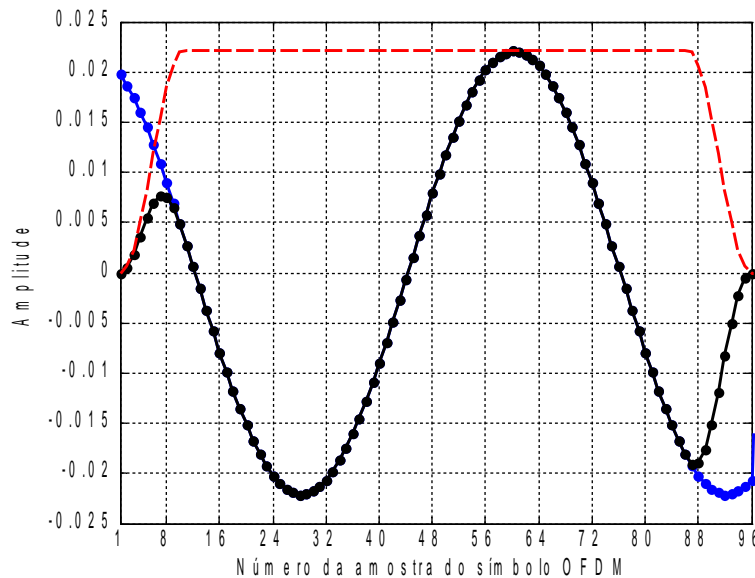
Dado que a largura de banda do sinal modulado tem influência direta no impacto do ruído de fase é necessário garantir que o canal OFDM apresente uma banda constante independente do número de sub-canais ativos. Para tal, ajusta-se a frequência de amostragem da simulação em função dos mesmos.



**Figura A.3:** Multiplexagem dos valores para conversão série-paralelo.

Após a operação IFFT de cada trama obtida, são acrescentados os valores de redundância cíclica ao sinal gerado. No modelo desenvolvido, optou-se por introduzir redundância no início e no fim do símbolo OFDM, composto por um acréscimo de 16 amostras em cada bloco, conforme apresentado na figura A.4 a azul. De acordo com o indicado, o símbolo propriamente dito, está localizado entre as amostras 17 à 81. A redundância cíclica acrescentada no início do símbolo corresponde à repetição das últimas 15 amostras do mesmo, localizadas entre as amostras 1 a 16. Relativamente à redundância introduzida no final do símbolo está localizada entre as amostras 82 a 96, referentes à primeiras 15 amostras do símbolo OFDM.

Antes de se proceder à modulação do sinal, é aplicado ao símbolo OFDM uma janela temporal, representada a vermelho na figura A.4, que corresponde às características descritas na figura 3.12. O valor do decaimento da janela temporal é de  $\alpha = 0,2$ , o que corresponde à atenuação de 10 amostras. A título de resumo, apresenta-se na tabela D.2 os parâmetros de configuração do modelo OFDM desenvolvido.



**Figura A.4:** Componente real do símbolo OFDM com dois sub-canais após IFFT com redundância cíclica de 16 amostras por bloco por tempo de guarda

**Tabela A.2:** Parâmetros de configuração para as simulações OFDM

	Variáveis	Valor
Gerador Aleatório	$M$	16
	$f_{simb}$	1 Msimb/s
Janela Temporal	$T_w$	16 amostras
Dimensão da FFT	$dim_{FFT}$	64
Número de sub-canais	$nCanais$	ajustável



## B Equações do Sintetizador

Este anexo dá suporte à secção 3.3.2 relativa ao cálculo de  $f_{co}$  e  $f_{-3dB}$  para  $H_1(s)$  e  $H_2(s)$

Ao igualar a expressão (3.8), a 1 e a  $1/\sqrt{2}$  obtêm-se os valores de  $f_{co}$  e  $f_{-3dB}$  dados por

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{PFD} K_{VCO}}{N C}}, \quad (B.1)$$

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2 K_{PFD} K_{VCO}}{\sqrt{2} N C}}. \quad (B.2)$$

As expressões (B.1) e (B.2) são obtidas igualando  $|A_1(s)|$ , dada por (3.11), a 1 e a  $1/\sqrt{2}$ , respetivamente,

$$\omega^4 (N C_z)^2 - \omega^2 (K_{PFD} K_{VCO} C_z R_z)^2 - (K_{PFD} K_{VCO})^2 = 0 \quad (B.3)$$

$$\omega^4 (N C_z)^2 - \omega^2 \sqrt{2} (K_{PFD} K_{VCO} C_z R_z)^2 - \sqrt{2} (K_{PFD} K_{VCO})^2 = 0 \quad (B.4)$$

obtendo-se as raízes das mesmas dadas por (B.5) e (B.6).

$$f_{co} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(K C_z R_z)^2 \pm \sqrt{(K C_z R_z)^4 + 4(N C_z K)^2}}{2(N C_z)^2}} \quad (B.5)$$

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2(K C_z R_z)^2 \pm \sqrt{4(K C_z R_z)^4 + 2\sqrt{2}(N C_z K)^2}}{2(N C_z)^2}} \quad (B.6)$$

A seguintes expressões correspondem ao igualar  $|A_2(s)|$ , dada por (3.14), a 1 e a  $1/\sqrt{2}$ , respetivamente

$$\omega^6 (N C_p C_z R_z)^2 + \omega^4 N^2 (C_p + C_z)^2 - \omega^2 (K C_z R_z)^2 - K^2 = 0, \quad (\text{B.7})$$

$$\omega^6 (N C_p C_z R_z)^2 + \omega^4 N^2 (C_p + C_z)^2 - 2\omega^2 (K C_z R_z)^2 - 2K^2 = 0, \quad (\text{B.8})$$

estas não apresentam forma de cálculo analítico simples, sendo necessário realizar a análise numérica para extração de  $f_{co}$  e  $f_{-3\text{dB}}$ .



## C Ruído de Fase (cálculos auxiliares)

### C.1 Fator de normalização para cálculo da potência do ruído de fase

Conforme indicado na secção 4.2.1, a potência integrada do ruído de fase para uma simulação com frequência de amostragem  $f_{amost}$  é dada por

$$P_{PN} = \int_{-f_{amost}/2}^{f_{amost}/2} |H_{PN}(f)|^2 df. \quad (C.1)$$

Uma vez que a função de transferência de  $H_{PN}(f)$  corresponde a um filtro passa baixo de primeira ordem, a equação (C.5) reescreve-se segundo

$$P_{PN} = \int_{-f_{amost}/2}^{f_{amost}/2} \frac{1}{1 + (f/f_{cr})^2} df. \quad (C.2)$$

Verifica-se que a função (C.5) corresponde a uma primitiva imediata de onde se obtém

$$NORM = \left[ \arctan\left(\frac{f}{f_{cr}}\right) \cdot f_{cr} \right] \quad (C.3)$$

cujos limites de integração variam entre  $f_{amost}/2$  e  $-f_{amost}/2$ .

Para garantir que  $P_{PN}$  permanece inalterado para uma dada largura de banda, é necessário garantir que a sua densidade espectral,  $V_N^2$ , seja alterada consoante a  $f_{cr}$ . Para tal é necessário uma normalização, a qual é obtida pela integração da expressão (C.6) cujo

resultado é dado por

$$NORM = 2 f_{cr} \arctan \left( \frac{f_{amost}}{2 f_{cr}} \right), \quad (C.4)$$

# D Tabelas de Transformadas

Este anexo apresenta as transformadas usadas ao longo do capítulo 4. Dado a especificidade deste trabalho em termos de caracterização espectral de sinais bem como os modelos de simulação nele desenvolvidos são apresentadas alguns pares de Transformada de Fourier e Transformada Z.

## D.1 Transformada de Fourier

As definições da Transformada de Fourier direta e inversa são dadas por  $\varphi$   $\delta$

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (\text{A.1})$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (\text{A.2})$$

onde as Transformadas de Fourier usadas neste trabalho encontram-se na tabela abaixo.

**Tabela A.1:** Transformadas de Fourier

$x(t)$	$X(f)$
$\cos(2\pi f_x t + \theta)$	$\frac{1}{2} [e^{j\theta} \delta(f - f_x) + e^{-j\theta} \delta(f - f_x)]$
$A \Pi\left(\frac{t}{T}\right)$	$AT \text{sinc}(f T)$
$A \text{sinc}(2 B t)$	$\frac{A}{2 B} \Pi\left(\frac{f}{2 B}\right)$

## D.2 Transformada Laplace e Transformada Z

Dada a especificidade deste trabalho, grande parte do estudo realizado relativo ao sintetizador de frequência, nomeadamente no estudo e caracterização do ruído de fase do mesmo, recorreu-se ao seu modelo linear descrito no domínio de Laplace.

Como os modelos de simulação desenvolvidos em SIMULINK desenvolvidos para o oscilador local não permitem o uso de blocos contínuos, foi necessário determinar a relação entre o domínio  $s$  e  $Z$ , a qual é dada pela transformação bilinear

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{A.3})$$

onde  $T_a$  corresponde ao tempo de amostragem da simulação. Esta equivalência permite obter a função de transferência de um filtro discreto baseado na função de Laplace correspondente ao filtro analógico.

Como a aproximação realizada para o modelo do ruído de fase corresponde a um filtro passa baixo de primeira ordem dada pela equação

$$H(s) = \frac{1}{s+a} \quad (\text{A.4})$$

a qual corresponde à equação no domínio discreto dada por

$$H(z) = \frac{z}{z - e^{-aT_a}} \quad (\text{A.5})$$

onde o valor de  $a$  corresponde à frequência do pólo do filtro.

## Referências

- [1] GSM - Global System for Mobile Communications (Groupe Spécial Mobile), 1991
- [2] IEEE Std 802.11a Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band, 1999
- [3] IEEE Std 802.11b Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band, 1999
- [4] IEEE STD 802.11g Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band, 2003
- [5] IEEE Std 802.16 Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, 2009
- [6] Fialho V., Fortes F., Vieira M., "Test Setup for Error Vector Magnitude Measurement on WLAN Transceivers", *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, vol. n.d., no. n.d., pp. 917-920, Dec. 2012
- [7] Fialho V., Fortes F., Vieira M., "Local Oscillator Phase Noise Influence on Single Carrier and OFDM Modulations", *Springer 4th Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, DoCEIS2013*, vol. n.d., no. n.d., pp. 513-520, Apr. 2013
- [8] Fialho V., Azevedo F., Fortes F., Vieira M., "RF Synthesizer Loop Filter Design For Minimal OFDM Inter-Carrier Interference", *Springer 5th Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems, DoCEIS2014*, vol. n.d., no. n.d., pp. 561-568, Apr. 2014
- [9] Fialho V., Azevedo F., Fortes F., Vieira M., "OFDM Inter-Carrier Interference Due To Radio Frequency Synthesizer Phase Noise", *Elsevier Procedia Technology Conference on Electronics, Telecommunications and Computers*, vol. 17, no. 17, pp. 608-616, Jan. 2014
- [10] Fialho V., Fortes F., Vieira M., "Local Oscillator Phase Noise Model for EVM Estimation and Optimization", *IETE IETE Journal Of Research*, vol. n.d., no. n.d., pp. 1-8, Oct. 2016
- [11] Maxim Integrated, "MAX2828/MAX2829 Single/Dual Band 802.11a/b/g World-Band Transceiver ICs", 2014
- [12] Leeson D. B., "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum", *IEEE Proceedings on IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 329 - 330, Feb. 1966
- [13] Lee T. H.; Hajimiri A., "Oscillator Phase Noise: A Tutorial", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 3, pp. 326 - 336, Mar. 2000
- [14] Fortes F. et al., "RF RECEIVER FRONT END FOR 28.5 GHz APPLICATIONS ON A 70 GHz FT SiGe BiCMOS PROCESS", *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 3, pp. 736-740, Mar. 2010

- [15] Fialho V., Vaz J., "A 2.4GHz Integer N Phase Lock Loop", *ConfTele 6th Conference on Telecommunications - ConfTele*, vol. n.d., no. n.d. , pp. n.d., 2007
- [16] Fialho V., Vaz J., "Sintetizador Integrado CMOS para Aplicações na Banda dos 2.4GHz", *JETC Quartas Jornadas de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores - JETC'08*, vol. n.d., no. n.d. , pp. n.d., 2008
- [17] Razzavi B., "RF Microelectronics", Prentice Hall, 1998
- [18] Razavi, B., "A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 3 , pp. 331 - 343, Mar. 1996
- [19] Razavi, B.; Sung, J.J, "A 6 GHz 68 mW BiCMOS phase-locked loop ", *IEEE IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 12 , pp. 1560 - 1565, Dec. 1994
- [20] Aytur, T.S.; Razavi, B., "A 2-GHz, 6-mW BiCMOS frequency synthesizer ", *IEEE IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12 , pp. 1457 - 1462, Dec. 1995
- [21] Pengfei Zhang; Der, L.; Dawei Guo; Sever, I.; Bourdi, T.; Lam, C.; Zolfaghari, A.; Chen, J.; Gambetta, D.; Baohong Cheng; Gower, S.; Hart, S.; Huynh, L.; Nguyen, T.; Razavi, B., "A CMOS Direct-Conversion Transceiver for IEEE 802.11a/b/g WLANs ", *IEEE Proceedings on IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 409 - 412, 2004
- [22] Guofu Niu; Jin Tang; Zhiming Feng; Joseph, A.J.; et al., "Scaling and Technological Limitations of 1/f Noise and Oscillator Phase Noise in SiGe HBTs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 2 , pp. 506-514, Feb. 2005
- [23] Rohde, U.L.; Poddar, A.K., "Impact of Device Scaling on Phase Noise in SiGe HBTs UWB VCOs", *IEEE International Microwave Symposium Digest*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1793-1796, Jun. 2006
- [24] Muh-Dey W.; Sheng-Fuh C.; Xu-Wei L.; Gyn-Wei K.; , "Phase Noise Optimization of CMOS VCO with Double-Harmonic-Tuned LC Tank", *IEEE European Microwave Conference*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1054 - 1057, Out. 2010
- [25] Mehrotra A., "Noise Analysis of Phase-Locked Loops", *IEEE Transactions on circuits and systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 9 , pp. 1309 - 1316, Sept. 2002
- [26] Mansuri, M.; Chih-Kong Ken, "Jitter Optimization Based on Phase-Locked Loop Design Parameters", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 11 , pp. 1375 - 1382, Nov. 2002
- [27] Herzel F.; Osmany S.; Scheytt J., "Analytical Phase-Noise Modeling and Charge Pump Optimization for Fractional - N PLLs", *IEEE Transactions on circuits and systems-I: Regular Papers*, vol. 57, no. 8 , pp. 1914 - 1924, Aug. 2010
- [28] Arora, H.; Klemmer, N.; Jochum, J.; Wolf, P., "Phase-Noise Driven System Design of Fractional-N Frequency Synthesizers and Validation With Measured Results", *IEEE IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 133 - 138, May 2007

- [29] Young Wan K.; Jae Du Y., "Phase Noise Model of Single Loop Frequency Synthesizer", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 54, no. 1 , pp. 112-119, Mar. 2008
- [30] Eynard, G.; Lewis, N.; Dallet, D.; Le Gal, B., "Efficient Phase Noise Modeling of a PLL-Based Frequency Synthesizer", *IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1-4, Mar. 2010
- [31] Tasic A.; Serdijin W.; Long J., "Spectral Analysis of Phase Noise in Bipolar LC-Oscillators—Theory, Verification, and Design", *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 57, no. 4 , pp. 737 - 751, Apr. 2010
- [32] Wenfeng Lou; Xiaozhou Yan; Zhiqing Geng; Zhihua Wang; Nanjian Wu; , "Effective behavioral models for  $\Sigma\Delta$  Fractional-N Frequency Synthesize Phase Noise Prediction", *IEEE Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, vol. n.d., no. n.d., pp. 1895 - 1897, Dec. 2010
- [33] Levantino, S.; Collamati, L.; Samori, C.; Lacaita, A.L., "Folding of Phase Noise Spectra in Charge-Pump Phase-Locked Loops Induced by Frequency Division", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 9 , pp. 671 - 675, Sep. 2010
- [34] Sahu, D.; Ganeshan, S.; Lachhwani, A.; Sachdev, R.; et al., "An L-band Fractional-N Synthesizer with noise-less Active Capacitor scaling ", *IEEE International Conference on VLSI Design*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 241-245, Jan. 2010
- [35] Wei G.; Xudong G., "Design of PLL frequency synthesizer based on the fourth-order active filter", *IEEE International Symposium on Signals Systems and Electronics*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1-4, Sep. 2010
- [36] Yu Song; Ignjatovic, Z, "A Low-Power Active Switched-Capacitor Loop Filter for Phase Locked Loops ", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1316 - 1319, Aug. 2010
- [37] Song-Yu Y.; Wei-Zen C.; Tai-You L, "A 7.1 mW, 10 GHz All Digital Frequency Synthesizer With Dynamically Reconfigured Digital Loop Filter in 90 nm CMOS Technology", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 3 , pp. 1000, Mar. 2010
- [38] Roche, J.; Rahajandraibe, W.; Zaid, L.; Bracmard, G., "50-MHz Phase Locked Loop with Adaptive Bandwidth for Jitter Reduction ", *IEEE International Conference on Microelectronics*, vol. n.d. , no. n.d. , pp. 291 - 294, Dec. 2005
- [39] Pramod Mathecken, et. al., "Characterization of OFDM Radio Link Under PLL-Based Oscillator Phase Noise and Multipath Fading Channel", *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 60, no. 6 , pp. 1479-1485, Jun. 2012
- [40] Yo-Long Lo, et.al., "A Low Phase Noise All-Digital Programmable DLL-Based Clock Generator ", *IEEE International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering*, vol. 3, no. n.d. , pp. 572 - 1575, Apr. 2014
- [41] Wen Cheng Lai, et. al., "Design of Low Phase Noise and Area-Efficient PLL in Microwave Generation and Intelligent Control", *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, vol. n.d., no. n.d. , pp. n.d., Oct. 2016

- [42] Zareian, H.; Vakili, V.T., "Analytical BER Performance of M-QAM-OFDM Systems in the Presence of IQ Imbalance", *IEEE IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1-5, Jul. 2007
- [43] Myung-Kyu Lee; Kyeongcheol Y.; Kyungwhoon C., "Iterative Receivers Based on Subblock Processing for Phase Noise Compensation in OFDM Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 3 , pp. 792-802, Mar. 2011
- [44] Bhatti, J.; Noels, N.; Moeneclaey, M.; , "Phase noise estimation and compensation for OFDM systems: a DCT-based approach", *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications* , vol. n.d., no. n.d. , pp. 93 - 97, Oct. 2010
- [45] Qiyue Zou; Tarighat, A.; Sayed, A., "Joint Compensation of IQ Imbalance and Phase Noise in OFDM Wireless Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 2 , pp. 404-414, Feb. 2009
- [46] Dusza, B.; Daniel, K.; Wietfeld, C., "Error Vector Magnitude Measurement Accuracy and Impact on Spectrum Flatness Behavior for OFDM-based WiMAX and LTE Systems", *IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 1-4, Oct. 2009
- [47] Petrovic, D.; Rave, W.; Fettweis, G.; , "Effects of Phase Noise on OFDM Systems With and Without PLL: Characterization and Compensation", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 8 , pp. 1607 - 1616, Aug. 2007
- [48] Herlekar, S.R.; Hsiao-Chun Wu; Srivastava, A., "Sensitivity of Single-carrier QAM Systems to Phase Noise Arising from the Hot-carrier Effect", *IEEE IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 4, no. n.d. , pp. 2121 - 2126, Apr. 2006
- [49] Pfau, T.; Noé, R., "Phase-Noise-Tolerant Two-Stage Carrier Recovery Concept for Higher Order QAM Formats", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5 , pp. 1210 - 1216, Oct. 2010
- [50] Bornooosh, B.; Nabavi, A.; Nick, M.E.; Haghighi, A., "A New Architecture for Reducing Phase Noise of Digital Carrier Recovery Algorithms in High-Order QAM Demodulators", *IEEE International Conference on Signal Processing and Communications*, vol. n.d., no. n.d. , pp. 668 - 671, Nov. 2007
- [51] ZhenQi C.; Fa Foster D., "Effects of LO Phase and Amplitude Imbalances and Phase Noise on M-QAM Transceiver Performance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 5 , pp. 1505 - 1517, May. 2010
- [52] Zargari, M.; Terrovitis, M.; Jen, S.H.-M.; Kaczynski, B.J.; MeeLan Lee; Mack, M.P.; Mehta, S.S.; Mendis, S.; Onodera, K.; Samavati, H.; Si, W.W.; Singh, K.; Tabatabaei, A.; Weber, D.; Su, D.K.; Wooley, B.A., "A Single-Chip Dual-Band Tri-Mode CMOS Transceiver for IEEE 802.11a/b/g Wireless LAN", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12 , pp. 2239 - 2249, Dec. 2004
- [53] Zargari, M.; Su, D.K.; Yue, C.P.; Rabii, S.; Weber, D.; Kaczynski, B.J.; Mehta, S.S.; Singh, K.; Mendis, S.; Wooley, B.A., "A 5-GHz CMOS Transceiver for IEEE 802.11a Wireless LAN Systems", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12 , pp. 1688



- 1694, Dec. 2002

- [54] Maxim Integrated, "2.4GHz to 2.5GHz 802.11g/b RF Transceiver with PA and Rx/Tx/Diversity Switch", 2011
- [55] Maeda, T.; Matsuno, N.; Hori, S.; Yamase, T.; Tokairin, T.; Yanagisawa, K.; Yano, H.; Walkington, R.; Numata, K.; Yoshida, N.; Takahashi, Y.; Hida, H., "A Low-Power Dual-Band Triple-Mode WLAN CMOS Transceiver", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 11, pp. 2481 - 2490, Nov. 2006
- [56] Wenfeng L.; Xiaozhou Y.; Zhiging G.; Zhihua W.; Nanjian W. Wenfeng Lou; Xiaozhou Yan; Zhiqing Geng; Zhihua Wang; Nanjian Wu, "A Monolithic 0.18  $\mu$ m CMOS Frequency Synthesizer for WLAN 802.11a Application", *IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology*, vol. n.d., no. n.d., pp. 1895 - 1897, Dec. 2010
- [57] Haykin S., "Communication Systems, 4th edition", J. Wiley and Sons, 2001
- [58] A. Bruce Carlson, "COMMUNICATION SYSTEMS An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication", McGraw Hill, 1986
- [59] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, "Discrete-Time Signal Processing", Prentice Hall, 1989
- [60] Cho Y. S., Kim J. et al, "MIMO-OFDM Communications with MATLAB", John Wiley & Sons (Asia), 2010
- [61] Craninckx J. and Steyaert M., "Wireless CMOS Frequency Synthesizer Design", Kluwer Academic Publishers, 1998
- [62] Meyr H. and Ascheid G., "Synchronization in Digital Communications Volume 1: Phase, Frequency-Locked Loops and Amplitude Control", Wiley Series in Telecommunications, 1990
- [63] Craninckx J. and Steyaert M., "Wireless CMOS Frequency Synthesizer Design", Wiley Series in Telecommunications, 1998
- [64] Fialho V., "Sintetizadores Integrados CMOS para Aplicações Móveis", IST-Instituto Superior Técnico, 2008
- [65] Gardner F.M., "Charge Pump Phase Lock Loops", *IEEE Transactions On Communications*, vol. 28, no. 11, pp. 1849-1858, Nov. 1980
- [66] Maxim Integrated, "MAX2828/MAX2829 Evaluation Kits", MaximIntegrated, 2014
- [67] Julian Hagedorn, "Phase-Noise and Jitter Performance of CDCLVC1310", Texas Instruments - Application Report, 2012
- [68] Oppenheim Alan V., Schaffer Roland W., Buck John R., "Discrete-Time Signal Processing", Prentice Hall, 1998
- [69] Maxim Integrated, "", 1999

- [70] Maxim Integrated, "Ultra-High-Speed, Low-Distortion, Differential-to-Single-Ended Line Receivers with Enable", Maxim Integrated, 1999
- [71] Armstrong J., "OFDM for Optical Communications", *IEEE Journal Of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3 , pp. 189-204, Feb. 2009